Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

deel 64 nummer 4 1999

INHOUD

ELEKTRONICA, ELEKTROMAGNETISCHE STRALING EN DE GEZONDHEID

Het laatste jaar van het tweede millennium kenmerkte zich door een toenemende maatschappelijke bezorgdheid aangaande elektromagnetische straling (van mobiele telefoons) en mogelijke negatieve gevolgen voor de gezondheid. Veel zinvolle, maar helaas ook onzinvolle berichten over dit onderwerp zijn in de media aan bod gekomen. Niet alleen voor een leek, maar ook voor de gemiddelde elektrotechnisch ingenieur is het moeilijk geworden zin en onzin van elkaar te scheiden door de niet altijd even nauwgezette berichtgeving omtrent de uitkomsten van wetenschappelijke onderzoeken op dit gebied.

Door alle 'negatieve' publiciteit over ons vakgebied zouden we bijna uit het oog verliezen dat elektromagnetische straling en elektronica ook aangewend worden en kunnen worden om de gezondheid in positieve zin te beïnvloeden. In de navolgende reeks van drie artikelen wordt dit nog eens onderstreept. Wij pogen hier geenszins een volledig overzicht te geven van negatieve en positieve invloeden van ons vakgebied op de gezondheid, maar duidelijk te maken hoe divers de relatie tussen elektronica en elektromagnetische straling en de gezondheid is.

Wij zijn bijzonder blij dat wij in de gelegenheid zijn gesteld de intreerede van prof. Dr. ir. Zwamborn hier af te drukken, waarin o.a. duidelijk wordt gemaakt wat de stand der kennis is op het gebied van de invloeden van elektromagnetische straling op menselijk weefsel. Een niet voor de hand liggende toepassing van elektromagnetische straling wordt beschreven door dr. ir. Lepelaars, prof. dr. Tijhuis en ir. Van Ooijen. Het betreft hier de toepassing van EM velden voor de detectie van defecten in hartkleppen. Naar aanleiding van de themadag 'Bedrijfsbezoek Philips Hoorapparaten', gehouden op vrijdag 3 september 1999, is een bijdrage van ir. Geerdink en ing. Termeer opgenomen welke handelt over Philips hoorapparaten. De extreme eisen welke aan hoorapparaten gesteld worden, zoals daar zijn: miniaturisatie, lage dissipatie en hoge processinggraad worden hierin duidelijk omschreven. Tevens wordt aangegeven wat de verwachtingen zijn ten aanzien van de toekomst.

Het moge duidelijk zijn dat de wisselwerking tussen het werkterrein van de elektrotechnisch ingenieur en de negatieve, maar zeker ook positieve, gevolgen hiervan voor de gezondheid van de mens zich in een toenemende belangstelling mag verheugen. In het tijdschrift van het NERG zal hieraan aandacht besteed worden door publicatie van een keur van gerelateerde artikelen zoals in deze uitgave.

Wij bedanken de auteurs voor hun bijdragen.

Ir. H.J. Visser

BEDRIJFSBEZOEK PHILIPS HOORAPPARATEN.

op 3 september 1999

ir. L.H. Geerdink en ing. P. Termeer

Introductie

Philips Hearing Instruments (Philips Hoorapparaten) is sinds de oprichting rond 1948, gevestigd geweest in diverse gebouwen in Eindhoven. Daarbij waren ook vaak de diverse afdelingen gespreid over verschillende gebouwen. De internationale verkoop heeft zelfs nog jarenlang vanuit Groningen geopereerd. Maar sinds 1989 zijn alle afdelingen samengetrokken in het huidige gebouw, dat ter gelegenheid van onze komst volledig gerenoveerd en uitgebreid is. Het heeft een bruto oppervlakte van ongeveer 6000 vierkante meter en er werken ongeveer 200 mensen.

Alle afdelingen die een internationaal opererend bedrijf nodig heeft zijn aanwezig, zoals productie, logistiek, ontwikkeling, general management en administratie. Tevens vindt men in dit gebouw de verkoop- en service-organisatie voor de Nederlandse markt. Met een 12-tal soortgelijke organisaties in diverse landen van de wereld vormt dit de eigen verkooporganisatie. De meest belangrijke landen zijn hierbij Duitsland, Frankrijk en Japan. In landen waar geen eigen verkooporganisatie aanwezig is zorgt een 30-tal agenten voor de distributie, zodat hoorapparaten van Philips voor nagenoeg elke wereldburger bereikbaar zijn.

De omvang van de productie bedraagt circa 200.000 toestellen per jaar, verdeeld over circa 30 basistypen met in totaal meer dan 500 varianten. Daarbij zijn ongeveer 80 medewerkers betrokken. Een van de kenmerken van hoorapparaten is de extreme miniaturisatie van het product, terwijl er toch sprake is van grootserie productie. In de loop van de jaren zijn de productie-aantallen toegenomen en zijn de afmetingen van het product duidelijk afgenomen. Een globale berekening leert dat alle hoorapparaten, die Philips in de loop van zijn meer dan 50-jarig bestaan heeft geproduceerd, samen 10 tot 15 kubieke meter vullen, zodat ze in een flinke bestelwagen passen. Waarmee mensen al niet 50 jaar lang bezig kunnen zijn!

Sinds begin dit jaar is Philips op zoek naar een versterking van de marktpositie van de hoorapparatenactiviteit. Deze versterking is onder meer nodig om de noodzakelijke grote investeringen in de digitale IC's voor geluidsverwerking in hoorapparaten te kunnen dragen. Inmiddels is in de firma Beltone, een hoorapparatenproducent in Chicago, een partner gevonden die in vele opzichten als aanvullend kan worden gezien op de Philips activiteit. Gezien de nieuwe eigendomsverhoudingen zal dit wel tot gevolg hebben dat het nieuwe bedrijf de naam Beltone zal dragen, waarbij de naam Philips wel aan de producten verbonden kan blijven. Aan het eind van 1999 zal de samenvoeging van beide bedrijven zijn beslag krijgen.

Introductie hoorapparaten en de markt daarvoor.

De markt van hoorapparaten wordt wereldwijd bediend door een bont scala van grotere en kleine bedrijven. In totaal wordt gesproken over ongeveer 80 aanbieders, veelal werkend voor de lokale markt. In het overzicht zijn de grootste / belangrijkste tegenspelers opgenomen.

De concurrentie

- Siemens (Dld)
- Starkey (USA)
- Oticon (Dk)
- Widex (Dk)
- Danavox (Dk)
- Resound (USA)
- Phonak (Zw)
- Philips (Nl)
- Beltone (USA)
- Unitron (Can)
- Rion (Jap)
- Others (~ 30%)

Opvallend hierin is de sterke vertegenwoordiging van Denemarken met 3 bedrijven; dit lijkt te maken te hebben met de sterke Deense betrokkenheid met akoestiek en de ondersteuning die de Deense overheid dit vakgebied in het verleden heeft gegeven.
Inmiddels heeft de altijd al aanwezige tendens tot samenwerking/fusies bij de grootste bedrijven een

extra impuls gekregen door de relatief grote investeringen die nu gedaan moeten worden om de low-power low-voltage DSP technologie voor hoorapparaten te ontwikkelen. De fusie van Philips met Beltone is hiervan natuurlijk een voorbeeld, maar ook Danavox en Resound zijn onlangs gefuseerd. De verwachting is dat deze tendens zich verder zal doorzetten.
Opvallend is de aanwezigheid van slechts één Japanse fabrikant bij de grotere bedrijven; Rion heeft daarbij ook nog voornamelijk zijn markt in Japan zelf. Het toch nog grote percentage van 30% omzet door "overigen" geeft aan dat er nog relatief veel kleinere spelers over zijn.

Uit het staatje van de gebruikers van hoorapparaten valt op te maken dat slechthorendheid vooral een zaak van ouderen is.

De gebruikers

Leeftijd	% Slechthorend
< 15 jaar	3 %
15 - 64 jaar	5 %
> 64 jaar	22 %
totaal	6 %

Hierbij moet wel bedacht worden dat de groep 15 tot 64 jaar wel het grootste aantal mensen bevat, zodat dit toch nog in zijn totaliteit een aanzienlijke deel van de markt vertegenwoordigt. De in totaal 6% van de mensen die "slechthorend" zijn, zijn dit in de gangbare definitie van meer dan 35 dB gehoorverlies. Dit gehoorverlies, zeker als dit niet gepaard gaat met beperkingen van andere aard dan een zuivere geluidsverzwakking, is voor velen nog geen aanleiding om een hoorapparaat te dragen. In het algemeen is het van belang om het gehoor te blijven "trainen" door het aanbieden van alle in de omgeving aanwezige signalen. Men dient niet te laat een hoorapparaat te gaan gebruiken; echter veel zwak slechthorenden vinden dat het ongemak van het gebruik van een dergelijk hulpmiddel niet opweegt tegen het voordeel dat men er van ondervindt. In veel landen wordt dan ook de 6% penetratiegraad lang niet gehaald.

Bij het staatje van de marktpenetratie dient bedacht te worden dat het hier om apparaten per hoofd van de bevolking gaat en dat ongeveer 70% van de slechthorenden aan beide oren een hoorapparaat

Marktpenetratie (apparaten)

• Duitsland	1,7%
• Engeland	4,3%
• Frankrijk	1,4%
• Nederland	2,4%
• Spanje	0,8%
• Zweden	3,1%

nodig hebben. De anderen hebben nog één goed oor of het andere oor is niet meer voldoende te helpen. De penetratiegraad is dan in de genoemde landen nog lang niet aan het maximum. Wel is goed te zien dat juist de landen met een goed verzekerings-stelsel, waardoor mensen het hoorapparaat niet of slechts ten dele zelf hoeven te betalen, een hoge penetratiegraad bereiken. Een hoorapparaat is een duur apparaat om aan te schaffen; de prijzen liggen ongeveer op dezelfde hoogte als die van TV toestellen.

De markt kan nog opgedeeld worden naar regio, waarbij een min of meer gelijke verdeling bestaat tussen Noord-Amerika, Europa en de rest van de wereld.

Marktverdeling (geld)

• Europa	35 %
• USA	39 %
• Pacific Rim	13 %
• Rest	13 %

Ook kunnen de toestellen ingedeeld worden naar type.

Typeverdeling (geld)

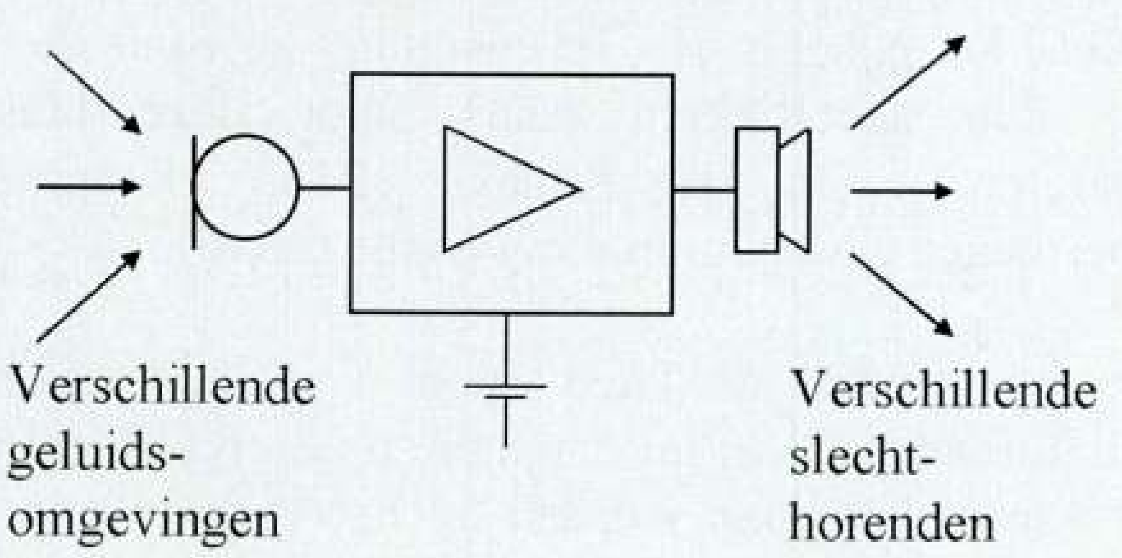
• Achter het oor	52 %
• In het oor	31 %
• In het kanaal	14 %
• Kasttoestel	3 %

De vroeger veel gebruikte kast-toestellen zijn sterk op hun retour en hebben alleen nog bestaansrecht vanwege hun lage prijs, servicevriendelijkheid en

door hun uitgangsvermogen, dat door andere typen nog niet wordt overtroffen. Wegens deze eigenschappen zijn ze wel in een beperkte markt terechtgekomen en worden ze in Noord-Amerika en Europa nagenoeg niet meer verkocht.
In Noord-Amerika is vooral het 'In Het Oor'- type populair en heeft hier de laatste jaren een marktaandeel van ongeveer 75% verworven, vooral ten koste van het '*Achter* Het Oor'- type. Deze AHO toestellen vormen in Europa ongeveer 65% van de markt.

Het hoorapparaat zelf heeft eigenlijk een relatief eenvoudig te definiëren functie. Het hoorapparaat wordt gevormd door een microfoon, een versterker gevoed door een batterij en een luidspreker.

Wat is een hoorapparaat ?



Enerzijds moet het zich zodanig gedragen dat verschillende slechthorende dragers weer kunnen horen als normaalhorenden en het moet in verschillende geluidsomgevingen het gewenste geluid zo duidelijk mogelijk weergeven. Het hoorapparaat is meestal niet in staat een slechthorende weer een normaalhorende te maken.

De slechthorende is uiteraard het meest gebaat bij het bevoordelen van gewenst geluid.
Omdat elke slechthorende andere kenmerken heeft, dient het hoortoestel hierop afgeregeld te worden.

Gegevens S46 OL

• Maximum uitgangsvermogen	140 dB SPL
• Maximum versterking	77 dB SPL
• Frekwentiebereik	100 - 6200 Hz
• Ruststroomverbruik (1,3 Volt)	1,5 mA
• Bedrijfsstroomverbruik	2,5 mA

Dit is een taak die in veel landen door een specialist in een kliniek of winkel uitgevoerd wordt.
Door middel van afstandsbediening of signaaldetectie in het hoorapparaat zelf wordt afhankelijk van de geluidsomgeving de signaalprocessing omgeschakeld, zodat een optimale bevoordeling van het gewenste geluid plaatsvindt.
Dit alles zou nog wel een taak zijn die te overzien is, maar daarbij komt de wens van de gebruikers dat het toestel niet zichtbaar te dragen is. Dat houdt in dat het toestel geheel in de gehoorgang gedragen moet worden. Het totaal volume van het toestel, inclusief batterij, dient dus heel klein te zijn. Wil een dergelijke batterij enige dagen (liefst meer dan een week) mee gaan, dan dient de elektronica niet meer stroom te gebruiken dan 0,7 mA bij een batterijspanning van 1,3 Volt. In het algemeen is ongeveer de helft van dit vermogen nodig voor het weergegeven geluid, zodat de rest overblijft voor andere functies. De ontwikkelafdelingen hebben kans gezien een Digitaal Signaal Processing (DSP)-systeem, inclusief analoog/digitaal (A/D) en digitaal/analoog (D/A) converters, te ontwikkelen. De eerste werkende systemen zijn nu op de markt. Ook Philips heeft zo'n DSP systeem ontwikkeld, met als specifiek kenmerk een herprogrammeerbare processor, geoptimaliseerd voor signaalprocessing in hoorapparaten. Het uitbouwen van de "rekenkracht" van deze processor, met behoud van het lage stroomverbruik en de geringe afmetingen, is de grootste taak voor de nabije toekomst.
In de laatste overzichten worden enkele gegevens getoond van een sterk 'Achter Het Oor' hoorapparaat (S46 OL) en een klein 'In Het Oor' hoorapparaat (M11A). Deze laatste wordt geheel in het oorkanaal geplaatst en bereikt dan toch nog een behoorlijke maximale geluidsdruk en akoestische versterking, omdat het resterende volume waarin de geluidsdruk opgewekt moet worden relatief klein is. Let er op dat de S46 OL in staat is om 140 decibel geluidsdruk te produceren, dit is zo'n 20 dB boven de pijndrempel van een normaalhorende en kan daarmee bij onachtzaam gebruik voor een behoorlijke gehoorschade zorgen.

Gegevens M11A

• Maximum uitgangsvermogen	119 dB SPL
• Maximum versterking	51 dB SPL
• Frekwentiebereik	200 - 9000 Hz
• Ruststroomverbruik (1,3 Volt)	0,5 mA
• Bedrijfsstroomverbruik	0,5 mA

In het algemeen hebben dit soort sterke toestellen dan ook altijd een afstelmogelijkheid voor het maximale akoestische vermogen (power regelaar). Andere gebruikelijke instellingen om de toestellen af te kunnen stellen zijn genoemd in het onderstaande overzicht.

Regelingen

- Power regelaar
- Lage tonen regelaar
- Gain regelaar / Volumeregelaar
- Hoge tonen regelaar
- M / T schakelaar
- Automatische Sterkte Regeling

In de moderne digitale toestellen, die met een computer (PC) ingesteld worden, kan het aantal instelmogelijkheden snel oplopen tot boven de 25 of 30. Een computerprogramma, dat de meeste instellingen automatisch volgens gangbare regels bepaalt, dient hier uitkomst te bieden.



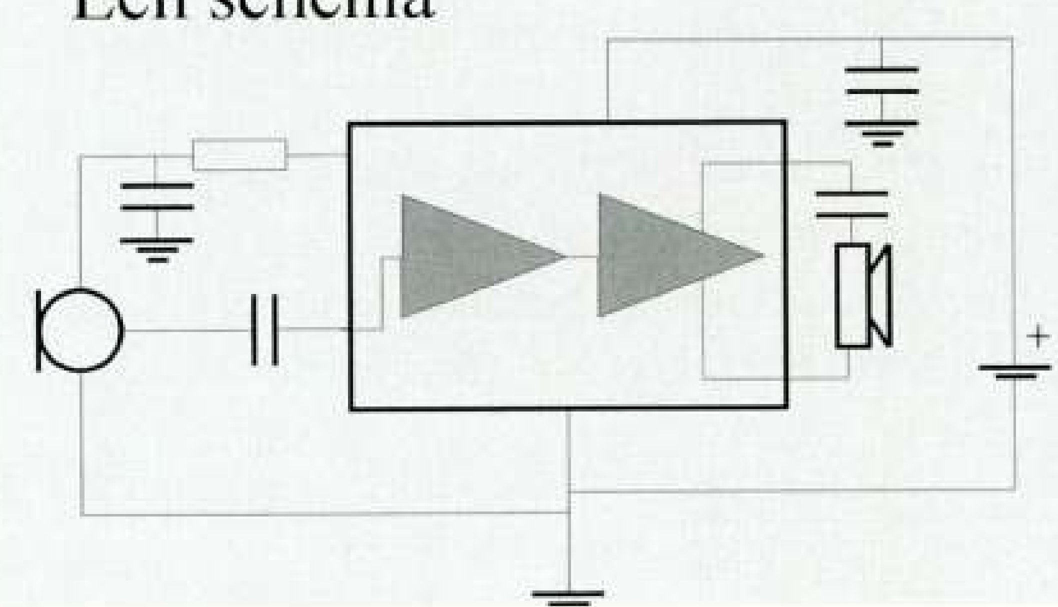
De binnenkant van een hoorapparaat.

De allergrootste wens van slechthorenden is dat hun handicap "onzichtbaar" verholpen wordt. Allerlei pogingen om een hoorapparaat net zo geaccepteerd te krijgen als een bril zijn tot op heden jammerlijk mislukt. Slechtziendheid heeft veel minder een stigma van ouderdom en achterstand dan slechthorendheid. Bij het ontwikkelen van een nieuw hoorapparaat is een van de grootste uitdagingen dan ook om de afmetingen zo klein mogelijk te houden.
elektronica spreekt voor zich. Op de foto zijn twee van de kleinste Philips hoorapparaten te zien. In beide is een volledig geïntegreerd (one-chip) DSP systeem verwerkt.

Bij deze kleine afmetingen dienen natuurlijk de prestaties ook nog eens maximaal te zijn. Dat hierbij dankbaar gebruik gemaakt wordt van de verworvenheden van de miniaturisatie in de elektronica spreekt voor zich. Op de foto zijn twee van de kleinste Philips hoorapparaten te zien. In beide is een volledig geïntegreerd (one-chip) DSP systeem verwerkt.
Het 'Achter Het Oor'- type is het kleinste DSP hoorapparaat in zijn soort ter wereld. De gebruikte batterij gaat ongeveer een 200 uur mee. Hoe klein het apparaat ook is, het heeft toch nog drie knoppen: een sterkteregelaar, een functieschakelaar en een drukknop voor het kiezen tussen meerdere types signaalverwerking.
Het 'In Het Oor' hoorapparaat moet het, om volledig in het oorkanaal te kunnen verdwijnen, zonder bedieningsorganen en met een nog kleinere batterij stellen. Deze heeft een levensduur van rond de 70 uur. Een specifiekere naam voor deze klasse apparaten is 'In Het Kanaal' (IHK) of op z'n Amerikaans CIC (Completely In the Canal).

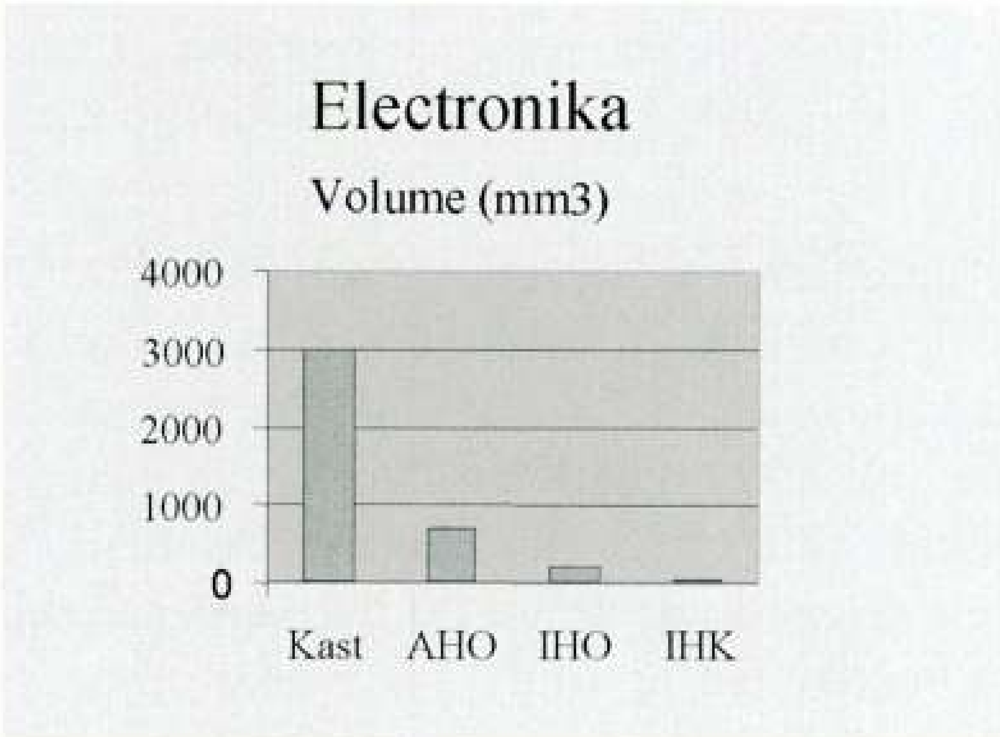
Om wat meer te laten zien van de extreme miniaturisatie die in hoorapparaten bereikt is, zal nu wat verder ingegaan worden op het verloop van de miniaturisatie van de verschillende componenten. Hierbij zal het allerkleinste toestel, de bovengenoemde CIC, als leidraad en als voorlopig eindpunt van de ontwikkeling dienen.
Allereerst is op de figuur een schema te zien zoals dat in zo'n klein hoortoestel verwerkt is.

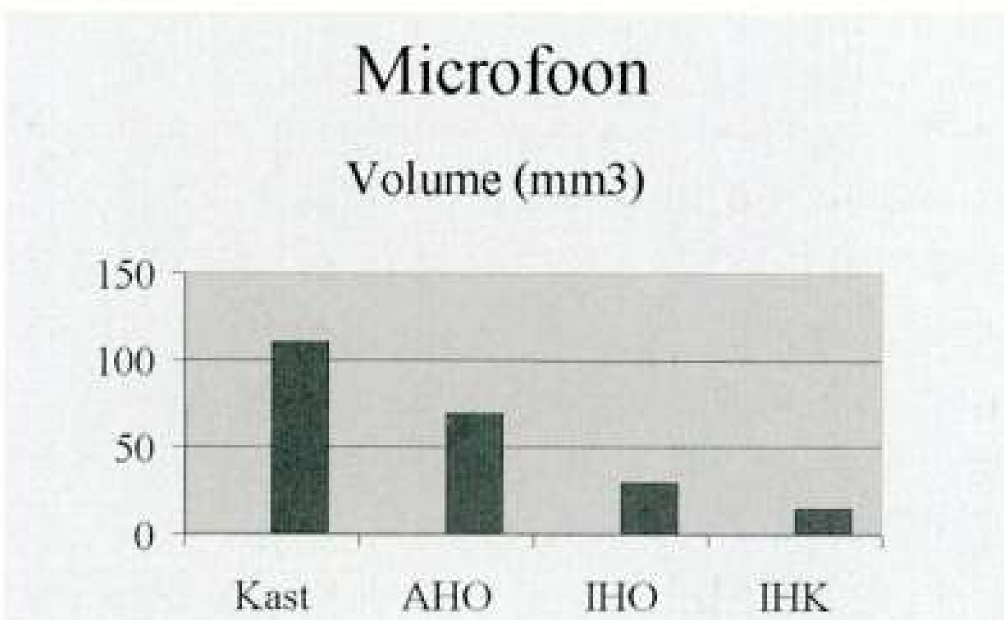
Een schema

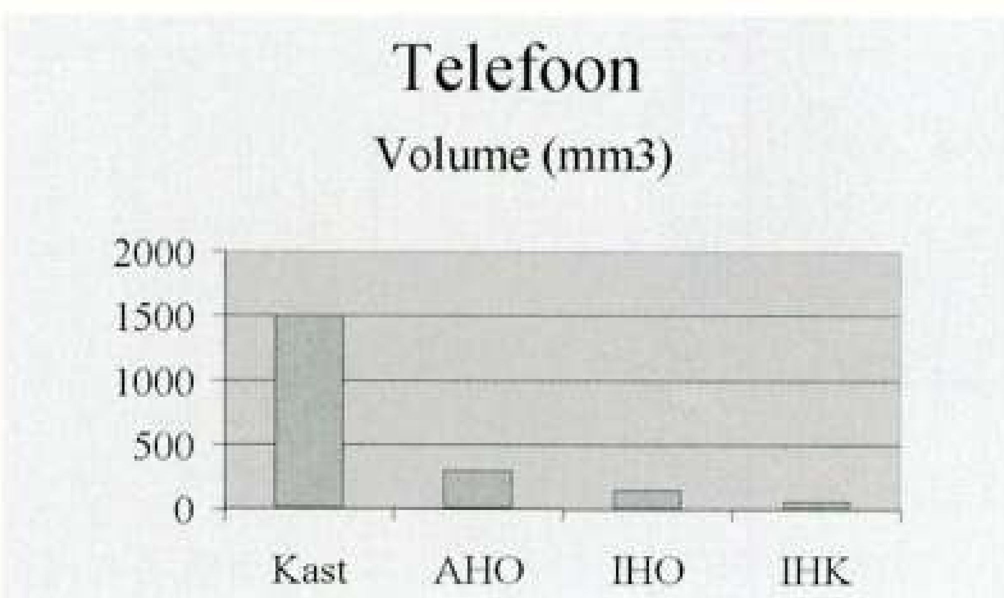


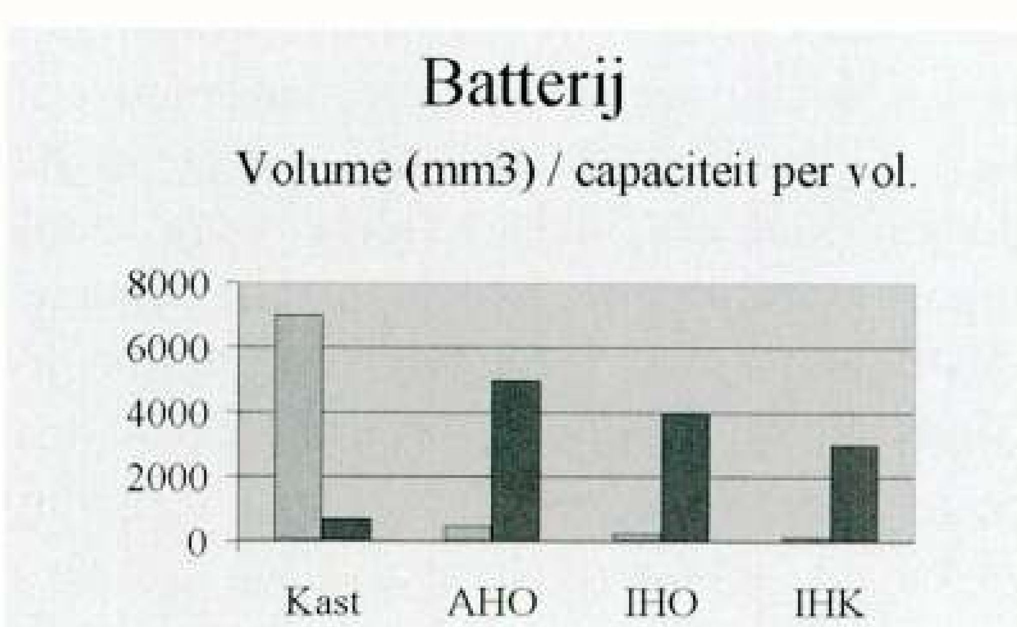
Menig elektronicus zal hier niet direct opgewonden van raken, tot hij zich realiseert dat de "simpele" versterker in werkelijkheid een volwaardig DSP systeem dient te zijn. Bovendien dient dit DSP systeem uit te komen met een stroom beneden de 1 mA en te werken met een batterijspanning van maar net boven de 1 Volt. Het spreekt voor zich dat dit DSP systeem met de "gebruikelijke" micro-

elektronica technieken als IC op silicium wordt ondergebracht. Om het hoorapparaat werkelijk klein te maken dient het aantal te gebruiken conventionele componenten rond het IC tot een minimum te worden beperkt. Een condensator is vaak al even groot als het hele IC. In het getoonde schema zijn, naast microfoon, telefoon, batterij en IC, een weerstand en 4 condensatoren opgenomen. Dit is redelijk representatief voor het bovengenoemde CIC hoorapparaat in digitale vorm.
De "standaard" componenten, zoals weerstanden en condensatoren, hebben afmetingen van 0,5 bij 1 mm









en worden middels oppervlaktemontage bevestigd (SMD montage). De condensatoren bereiken in deze afmeting waarden tot 100 nF. Condensatoren van 5 microF zijn te krijgen in afmetingen van 1,2 bij 2 mm. Het door Philips ontwikkelde DSP IC heeft afmetingen van 3 bij 4 mm en wordt als naakt X-tal via wire bonden of flip chip montage rechtstreeks op de printplaat aangebracht. Hierbij dient nog wel bedacht te worden dat de hoogte van het IC aanzienlijk kleiner is dan van de condensatoren.

Om de ontwikkeling van verschillende onderdelen van een hoorapparaat in kaart te brengen zijn enkele grafieken gemaakt. In de vergelijking zijn vier typen hoorapparaten meegenomen.
De tendens van de grafieken is natuurlijk welbekend uit de elektronicawereld, maar het eindresultaat geeft soms aanleiding tot onverwachte conclusies zoals we verderop nog zullen zien. Hoewel alle typen toestellen nog steeds (volop) geproduceerd worden, toont het toch ook een soort historische ontwikkellijn. Voor de gegevens zijn enige karakteristieke toestellen genomen uit het hoogtepunt van hun productie.
Bij de elektronica dient bedacht te worden dat het aloude kasttoestel met discrete transistoren (ooit zelfs buizen) het tot een lineaire versterking met toonregeling bracht, waar de IHK tegenwoordig uitgerust is met een herprogrammeerbaar DSP systeem.
De microfoons die bij alle types gebruikt worden zijn van het electreet type. Bij de microfoon ontwikkeling kan geconstateerd worden dat de miniaturisatie, die dan ook niet zo extreem is, nauwelijks heeft geleid tot degradatie in de prestaties.
De telefoon (luidspreker) is weliswaar flink wat kleiner geworden, maar heeft daarbij ook behoorlijk veel ingeleverd van zijn maximale af te geven vermogen. Dat dit in de praktijk iets minder erg is dan het lijkt komt doordat de overblijvende ruimte in het oorkanaal tussen hoorapparaat en trommelvel ook kleiner is bij kleinere hoorapparaten, zodat met minder vermogen toch een hoge geluidsdruk bereikt kan worden. Toch bepaalt de telefoon, samen met de batterij, voor het overgrote deel de mate van slechthorendheid die nog bestreden kan worden.
In de grafiek voor de batterijen is, naast het volume, ook de capaciteit per volumeeenheid opgenomen (de schaal hiervan is niet aangeduid). Hierbij valt op dat er een enorm verschil in deze grootheid zit tussen kasttoestel batterijen en de anderen. In kasttoestellen wordt gebruik gemaakt van penlight batterijen, die meestal gebruik maken van het alkaline systeem of iets soortgelijks. In de andere hoorapparaten worden knoopcellen gebruikt, die heden ten dage allemaal

van het zink-lucht systeem gebruik maken. Hierbij wordt een van de elektrodes gevormd door lucht, wat aangevoerd wordt middels gaatjes in een van de wanden van de batterij. Omdat deze lucht niet als volume in de batterij aanwezig is, is dit type batterij onverslaanbaar op het gebied van effectief ruimtegebruik. Wel is te zien dat kleinere batterijen wat minder efficiënt met hun ruimte omspringen, de capaciteit per volumeeenheid neemt af.

Na deze wat droge opsomming van enige wetenswaardigheden over hoorapparaten onderdelen, is het aardig alles in zo'n klein CIC type nog eens op een rij te zetten. Op de foto van een opengesneden halffabrikaat is te zien waar in de werkelijkheid de verschillende onderdelen zich bevinden. In een verdere bewerking wordt de rubber (geluids-)slang rechtsboven afgeknipt en worden de kunststof uitsteeksels links en rechts weggefreesd (deze uitsteeksels zijn feitelijk twee ronde platen van opzij gezien). Na deze bewerkingen ontstaat er een hoorapparaat wat geheel in de gehoorgang kan verdwijnen. Omdat de "schaal" een op het betreffende oor pasgemaakte vorm heeft, zit dit als gegoten.

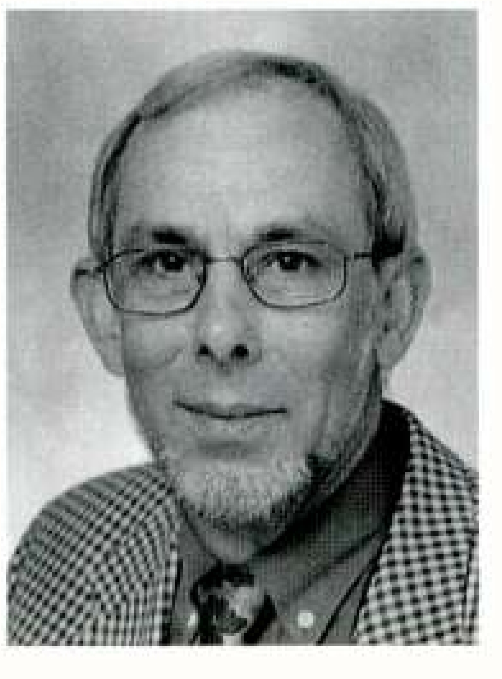


Uit de optelling van de ruimte die de verschillende onderdelen innemen valt het opmerkelijke feit te destilleren dat de "behuizing" nog de meeste ruimte inneemt van alle onderdelen. Het verkleinen van de wanddikte (hier 0,5 mm dik genomen), dient eigenlijk de eerste prioriteit bij het verder verkleinen van hoorapparaten te zijn!! Tot welke opmerkelijke bevindingen de miniaturisering tot in het extreme al niet kan leiden.

Over de auteurs



Bertus Geerdink
geboren op 15 october 1948 te Borculo. Als vervolg op de HBS te Lochem electronica gestudeerd aan de Technische Hogeschool Twente te Enschede. Na het afstuderen in 1975 eerst twee jaar militaire dienst vervuld en daarna in dienst gekomen bij Philips als ontwerper van audio versterkers voor HiFi installaties. In 1983 overgestapt naar Philips Hoorapparaten en daar een eerste eindversterker IC voor hoorapparaat toepassing ontworpen. Na van 1986 tot 1999 de leiding gehad te hebben over de R&D groep van Philips Hoorapparaten nu daar werkzaam als Technology Officer.



Peter Termeer
behaalde het diploma HTS-E in 1966. Na militare dienst begon hij in 1968 als ontwikkelaar (electrisch/akoestisch) bij Philips Hoortoestellen. Hij volgde o.a. kursussen audiologie, automatisering en digitale signaalbewerking en liep stages in audiologische centra. Zijn huidige werkzaamheden zijn geheel gericht op de audiologische aspecten van hoortoestellen en computerprogramma's ter ondersteuning van het aanpasproces.

"ELEKTROMAGNETISCHE EFFECTEN, SYMBIOSE TUSSEN FEIT EN FICTIE"

INTREEREDE
Prof.dr.ir. A.P.M. Zwamborn

Mijnheer de Rector Magnificus, Dames en heren,

De theorie van het elektromagnetische veld is een onderdeel van de klassieke fysica en een van de grondbeginselen van de moderne elektrotechniek. De wiskundige beschrijving van het elektromagnetische veld is in 1861 door James Clerk Maxwell vastgelegd. In 1873 heeft deze klassieke wetenschapper zijn werk *A Treatise on Electricity and Magnetism* [Max54] gepubliceerd. Deze wiskundige beschrijving van het elektromagnetisch veld staat bekend als de wetten van Maxwell. Elke elektrotechnisch ingenieur is min of meer met deze wetten bekend. Vaak spelen zij, bewust of onbewust, een belangrijke rol bij de beroeps-uitoefening.

Inleiding

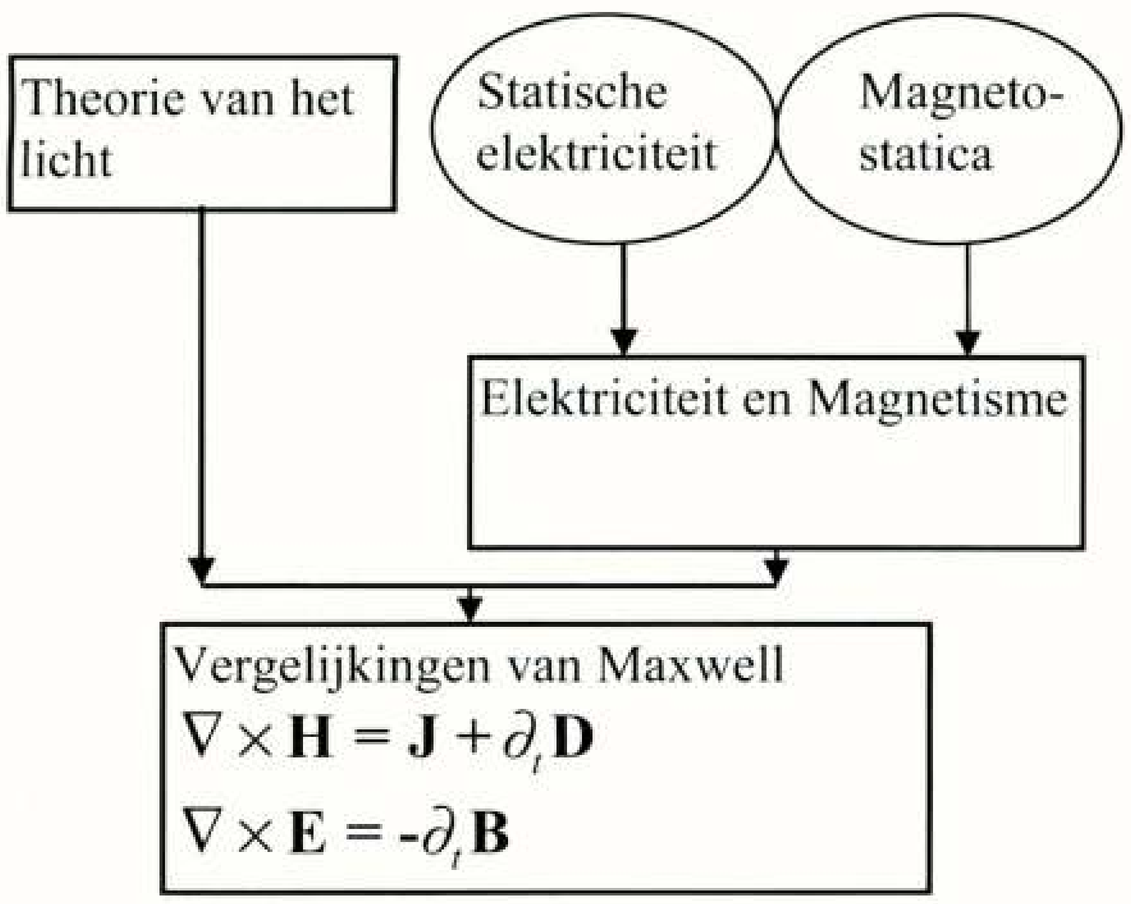
Als ik door familie of vrienden gevraagd wordt wat ik zo al bij TNO en de Universiteit doe sta ik voor de uitdaging te vertellen wat elektromagnetisme inhoudt. Vandaag sta ik wederom voor de opgave op eenvoudige wijze dit vakgebied te omschrijven. Uit de reactie van vrienden en kennissen te beluisteren zijn die pogingen, die ik nu als voorbereiding op mijn intreerede mag beschouwen, niet geheel onzinnig gebleken. Anders wordt het als ik terugdenk aan een discussie die ik een paar dagen na het begin van mijn militaire dienst had. In mijn bak, zo heet dat bij de Marine, zat een theoretisch fysicus die in het verblijf van de Aspirant Reserve Officieren een gesprek opende met de vraag "Wat heb jij gedaan?". Op de mededeling dat ik Elektrotechniek in Delft gestudeerd had met specialisatie Elektromagnetisme reageerde mijn baksmaat zeer verbaasd met een spervuur van vragen zoals "Elektromagnetisme? Dat heeft Maxwell toch allemaal uitgezocht?" en "Waarover moeten jullie daar vandaag de dag nog onderzoek aan doen? " en "Is dat niet zonde van de tijd?". Hij eindigde met de opmerking dat wat hem betreft "alle problemen wel met de eindige elementen methode" konden worden opgelost. Mijn reactie was dat wij geen onderzoek doen om de wetten van Maxwell te verifiëren of het tegendeel te bewijzen, maar dat we bezig zijn op slimme wijze met behulp van de wetten van Maxwell het elektromagnetische veld in complexe configuraties te bepalen. Nou, dat vond hij totaal niet spannend en vanaf dat moment hebben wij de discussies beperkt tot militaire vorming, zin en onzin van schietoefeningen en wat eenieder na voltooiing van zijn militaire dienst wilde gaan doen. Soortgelijke ervaringen hebben collega's, zoals waarde Tijhuis in zijn intreerede heeft gememoreerd [Tij96], ook gehad. De aandacht lag tijdens genoemde discussie voornamelijk op redelijk abstracte en voor een niet deskundige in het vakgebied niet relevante onderwerpen. Ik realiseer mij achteraf dat ik beter de discussie anders had kunnen voeren. Belangrijk is te stellen dat er voor de gebruiker verschillende methoden ter beschikking staan om voor een configuratie het elektromagnetische veldprobleem op te lossen. Belangrijke selectiecriteria voor een te gebruiken methode zijn gewenste nauwkeurigheid alsmede de beschikbare computerfaciliteiten. Daarnaast zou ik in de discussie de beschikbaarheid van efficiënte ontwerptools benadrukken, waarbij het noodzakelijk is bestaande rekenschema's te optimaliseren dan wel efficiëntere methoden te ontwikkelen. Vandaag zal ik aandacht besteden aan het verleden, heden en mijn visie op de toekomst. Om te beginnen wil ik u graag een kleine excursie door het verleden van de theorie van het elektromagnetische veld aanbieden.

Geschiedenis van de ontwikkeling van de elektromagnetisme

Om u een beknopt overzicht van de ontwikkelingen te kunnen presenteren heb ik twee werken intensief geraadpleegd, te weten de intreerede van collega Tijhuis [Tij96] en een historisch overzicht van Robert S. Elliott [Ell93]. In het werk van Elliott is veel meer detail te vinden en voor de geïnteresseerden onder u is er een uitgebreide literatuurlijst.

Ik heb in mijn opening aangegeven dat de theorie van het elektromagnetische veld voor het eerst is

geformuleerd door Maxwell. Hij bracht in 1861 de unificatie tot stand tussen de beschrijving van licht en van elektriciteit en magnetisme. In Figuur 1 zijn de historische bouwstenen die hebben geleid tot de vergelijkingen van Maxwell weergegeven.



Figuur 1. De historische bouwstenen die hebben geleid tot de formulering van de vergelijkingen van Maxwell.

Ik zal per blokje een kort overzicht geven van de historische hoogtepunten.

Theorie van het licht

De eerste speculaties over het gedrag van licht zijn terug te voeren op de Siciliaan Empedocles (490-435 voor Christus). Volgens zijn opvatting bestond licht uit kleine deeltjes uitgezonden door een zichtbaar voorwerp. De vooronderstelling van Empedocles was dat deze deeltjes het oog binnen traden en vervolgens terugkeerden naar het voorwerp. De retourstroom stelde hij verantwoordelijk voor de gewaarwording van vorm en kleur. Veel latere oude Griekse wetenschappers, zoals Euclides en Ptolemaeus, waren aanhanger van een simpelere verklaring van licht. Zij waren van mening dat licht door het oog werd uitgezonden, door het object werd weerkaatst en vervolgens weer in het oog terug kwam. In tegenstelling tot de interesse voor het fenomeen licht bij de Griekse wetenschappers, toonden Romeinse wetenschappers geen interesse in dit vakgebied.
Het debat duurde voort totdat Descartes (1596-1650) en Hooke (1635-1703) met nieuwe inzichten kwamen. Descartes leefde in een tijd die rijp was voor nieuwe inzichten en hij beschouwde licht als een beweging van doorzichtige deeltjes, die elkaar met een oneindige snelheid wegduwden. Hooke ging fel tegen deze gedachten in. Zijn mening was dat licht, in analogie met geluid, zich als een golfbeweging door een homogeen medium met eindige snelheid en volgens rechte lijnen voortplant. Zowel Descartes als Hooke gaven met hun theorie een verklaring voor de brekingswet die Willibrord Snellius (1580-1626) in 1621 experimenteel gevonden had.
In de discussie of licht een golf- of deeltjeskarakter heeft, heeft Isaac Newton (1642-1727) een belangrijke bijdrage geleverd. Gedurende zijn leven heeft Newton echter geen wetenschappelijke onderbouwde keuze kunnen maken of licht nu een golf- of deeltjeskarakter had.
Een belangrijke bijdrage in deze discussie kwam van Christiaan Huygens (1629-1695) die het fenomeen polarisatie ontdekte. Beroemd is zijn verklaring van de propagatie van licht, die bekend staat als het principe van Huygens. Dit principe heeft Huygens in 1690 beschreven in zijn *Traité de la lumière*. Met behulp van dit principe was Huygens in staat een verklaring te geven voor propagatie en reflectie. De verklaring van breking, welke door de wet van Snellius al was beschreven, kon Huygens geven door aan te nemen dat de snelheid van licht in een dichter medium lager was. Het is Huygens echter niet gelukt om interferentiepatronen te verklaren. Dat kwam doordat men in die tijd niet besefte dat de golflengte van zichtbaar licht klein was.
Alhoewel de meeste wetenschappers uit de achttiende eeuw het deeltjeskarakter van licht accepteerden, waren er ook aanhangers van de golftheorie, bijvoorbeeld Franklin (1706-1790) en Euler (1707-1783). Een echte doorbraak werd pas bereikt nadat Thomas Young (1773-1829) begrippen als interferentie en golflengte introduceerde.

Elektriciteit en Magnetisme

Verschijnselen als elektriciteit en magnetisme werden oorspronkelijk als onafhankelijk beschouwd. Benjamin Franklin (1706-1790) gaf de eerste aanzet tot het begrip statische elektriciteit. Hij beschreef een experiment waarbij hij een bal in een elektrisch geladen zilveren kroes liet zakken. Tot zijn verbazing gebeurde er niets, terwijl diezelfde bal aan de buitenkant van de kroes wel werd aangetrokken. Deze experimenten werden op verzoek van Franklin herhaald door zijn vriend Joseph Priestley (1733-1804), de ontdekker van zuurstof. Priestley concludeerde dat elektrische krachten aan dezelfde wetten moeten voldoen als de zwaartekracht, dus de

kracht tussen twee geladen deeltjes is omgekeerd evenredig met het kwadraat van de afstand. Helaas was de wetenschappelijke gemeenschap er toen niet klaar voor om deze verklaring als belangrijk te beschouwen. Zes jaar later had Henry Cavendish (1731-1810) kwantitatieve resultaten, inclusief foutschatting, verkregen. Zijn experimenten zijn met een techniek uitgevoerd waar zelfs de moderne onderzoeker respect voor zal hebben. Cavendish heeft tevens het concept van elektrische potentiaal ("degree of electrification") geïntroduceerd. Gelijktijdig was ook iemand anders aan het werk om de relatie te bepalen tussen kracht en lading, namelijk Charles Augustin de Coulomb (1736-1806). Alhoewel de experimenten van Cavendish nauwkeuriger waren dan die van Coulomb kreeg de laatste de meeste eer.
Siméon Denis Poisson (1781-1840) heeft in twee "mémoires" (1812 en 1813) de theorie van het elektrostatische veld tot volwassenheid gebracht. Hij beschreef de componenten van de elektrische kracht als ruimtelijke afgeleiden van een potentiaalfunctie en leidde voor deze potentiaalfunctie een differentiaalvergelijking af. Een belangrijke bijdrage werd gegeven door Michael Faraday (1791-1867). Zijn belangstelling voor visualisatie van fysische effecten leidde ertoe dat hij alle krachtfuncties, elektrische en magnetische, voorstelde in termen van fluxlijnen. Faraday heeft hiermee actie op afstand vervangen door locale wisselwerking van lading en krachtvelden. Deze visie heeft veel waardering gekregen van Maxwell, die aangetoond heeft dat dit beeld in overeenstemming was met de wiskundige formuleringen.

Magnetische effecten, veroorzaakt door permanente magneten, waren al sinds de oudheid bekend. Magnetische velden veroorzaakt door elektrische stromen zijn het eerst waargenomen in de winter van 1819-1820 door Hans Christiaan Oersted (1777-1851). Hij experimenteerde met een kompasnaald naast een gesloten elektrisch circuit. In eerste instantie nam hij geen effect waar toen hij de naald loodrecht op de draden richtte. Aan het eind van zijn college kwam Oersted (toevallig?) op het idee de naald evenwijdig aan de draden te plaatsen. Dat had wel effect. De experimenten van Oersted werden herhaald door Jean-Baptiste Biot (1774-1862) en Félix Savart (1791-1841), die de krachtwet voor dit verschijnsel hebben opgesteld. Die krachtwet staat bekend staat als de wet van Biot-Savart. In dezelfde periode ontdekte André-Marie Ampère (1775-1836) dat twee draden met een elektrische stroom een onderlinge kracht op elkaar uitoefenen. Voortbordurend op deze ontdekking formuleerde hij in 1825 in een vrij omvangrijke "mémoire" zijn krachtwet voor een wisselwerking tussen twee stroomelementen. Dit werk wordt gezien als een van de meest vooraanstaande werken in de geschiedenis van de wetenschap. In tegenstelling tot Biot, die magnetische dipolen als fundamenteel zag, stelde Ampère dat magnetisme een elektrisch fenomeen was.

Twee belangrijke ontdekkingen waarop de theorie van tijdafhankelijke velden is gebaseerd zijn van Michael Faraday (1791-1867) en James Clerk Maxwell (1831-1879). Faraday ontdekte experimenteel dat een veranderend magnetisch veld een elektrisch veld induceerde. Op basis van analogie stelde Maxwell theoretisch dat het omgekeerde ook waar moest zijn, dat wil zeggen dat een veranderend elektrisch veld een magnetisch veld moest induceren. Het is aardig op te merken dat Faraday zes jaar lang heeft geëxperimenteerd totdat hij op 29 augustus 1831 het gewenste resultaat had. In feite had Faraday hiermee de eerste transformator ontworpen. Dat Faraday er zo lang over heeft gedaan alvorens hij het gewenste resultaat had, werd veroorzaakt doordat hij, net als zijn tijdgenoten, probeerde om een gelijkstroom op te wekken. In 1834 had Faraday het fenomeen zelfinductie ontdekt maar het is een feit dat Joseph Henry (1797-1878) dit twee jaar eerder al had gedaan. Een andere belangrijke bijdrage van Faraday was het concept dat diëlektrische media, net als magnetische media, gepolariseerd kunnen zijn. Dit resultaat is gepubliceerd in 1839. Het besef dat er twee klassen van materialen bestaan, te weten geleiders en isolatoren, werd in 1729 gegeven door Stephen Gray (1666-1736). Gray ontdekte het principe van elektrische geleiding.
Hiermee was de basis gelegd voor de vergelijkingen van Maxwell.

De wetten van Maxwell

Maxwell was slechts vierentwintig jaar oud toen hij de ideeën van Faraday een wiskundige basis gaf in zijn eerste publicatie. Vier jaar nadien beschreef Maxwell in 1865 de relatie tussen verplaatsings- en geleidingsstroom, de continuïteitsvergelijking en wat nu bekend staat als de wetten van Maxwell. Een belangrijke consequentie van zijn theorie is dat elke elektromagnetische verstoring zich voortplant met de snelheid van het licht. Dat de ideeën van Maxwell

revolutionair waren blijkt uit het feit dat pas acht jaar na Maxwells' dood Hertz experimenteel de hypothesen van Maxwell bevestigde. Tenslotte wordt opgemerkt dat Maxwell in zijn *Treatise* uitdrukkingen geeft voor het veld van een ééndimensionale golf. Inderdaad, die uitdrukkingen die velen zo moeilijk lijken te vinden. De differentiaalvorm van de wetten van Maxwell zoals wij die nu kennen is geformuleerd door Oliver Heaviside (1850-1925).

Hiermee besluit ik de beknopte beschrijving van het verleden. Ik besef dat ik, als niet historicus, slechts een beperkt beeld heb kunnen schetsen van de historische feiten. Zoals uit het gegeven overzicht blijkt, worden de ontwikkelingen gedreven door een wisselwerking tussen de feiten en het hebben van dromen. Om de titel van mijn intreerede te memoreren gaan doorzettingsvermogen en "geloof in zaken" samen als een tweetal noodzakelijke voorwaarden voor het doen van wetenschappelijk onderzoek. Dat was toen waar, is vandaag de dag waar en zal tevens waar zijn in de toekomst.

Dit brengt mij op het punt om vanuit het verleden mijn aandacht te gaan richten op het heden en mijn visie over de toekomst te schetsen.

Elektromagnetische effecten

Ik wil beginnen u vertrouwd te maken met de aanwezigheid van elektromagnetische velden om ons heen. We kunnen de bronnen die elektromagnetische velden opwekken indelen in twee groepen: bronnen van natuurlijke oorsprong en bronnen die samenhangen met menselijke activiteiten. Bij de natuurlijke bronnen kunnen we denken aan bijvoorbeeld onweer of vonkjes die optreden ten gevolge van de ontlading van statische elektriciteit of het aardmagnetisch veld. Daarnaast is er de aanwezigheid van elektromagnetische velden in samenhang met menselijke activiteiten zoals de toepassing van communicatiezenders. We spreken in dit geval van een opzettelijke bron (intentional radiator) want zo'n communicatiezender is neergezet met het doel elektromagnetische velden op te wekken. Andere voorbeelden van opzettelijke bronnen zijn radar- en navigatieapparatuur. Er zijn ook onbedoelde bronnen (unintentional radiators). Een magnetronoven is niet ontworpen met de bedoeling buiten de oven elektromagnetische velden op te wekken. Er komt echter wel een strooiveld vanaf, want het is onmogelijk een eenvoudige functionele constructie te produceren tegen lage kosten die tevens in staat is alle elektromagnetische energie binnen de oven te houden. Ook het netwerk voor de elektriciteitsvoorziening met zijn bovengrondse hoogspanningsleidingen is niet neergezet om elektromagnetische velden te genereren. Andere voorbeelden waarbij onbedoeld anderen dan de patiënten aan velden worden blootgesteld vinden we bij medische toepassingen zoals hyperthermie en diathermie of bij industriële apparatuur zoals inductieve verwarming. Daarnaast vinden we toepassingen van elektromagnetische velden in glasvezels, antenne-structuren, ontwerpsoftware voor snelle elektronische circuits, kabeltelevisienetwerken maar ook bij elektrische machines en elektromotoren. Deze lijst is natuurlijk niet uitputtend, maar wil ik dit hier slechts als voorbeeld noemen.

Met de groei in mogelijkheden die de technologische vooruitgang ons biedt, zal de hoeveelheid bedoelde en onbedoelde bronnen van elektromagnetische velden toenemen. Ter illustratie wil ik u graag tonen hoe de groei van de mobiele telefonie de afgelopen 20 jaar is geweest

1980	ATF-1, 29 cellen, 2.000 autotelefoons;
1985	ATF-2, 126 basisstations, ca 30.000 gebruikers;
1989	ATF-3, 363 basisstations , >250.000
1990	gebruikers;
1994	GSM 900, > 1.000 basisstations, >1.000.000 gebruikers;
1998	GSM 1800, >>1.000 basisstations, >>1.000.000 gebruikers.

Daarnaast herkennen we allemaal dat, in ons luxe dagelijkse leven, de hoeveelheid elektronische apparatuur is toegenomen. Personal Computers worden uitgevoerd met steeds hogere kloksnelheden, alarminstallaties werken draadloos en we kunnen apparatuur aanschaffen waarmee we zelfs van onze videorecorder in de huiskamer draadloos de beelden en geluid in onze slaapkamer kunnen laten brengen. U begrijpt: overal waar we te maken hebben met elektronische en elektrische apparatuur spelen elektromagnetische velden een rol. Naast de bedoelde effecten van elektromagnetische velden kunnen er onbedoelde effecten optreden. Een onbedoeld effect is bijvoorbeeld het gekraak uit de autoradio voordat de mobiele telefoon een inkomend gesprek aankondigt. Een ander onbedoeld effect is de opwarming van levend weefsel ten gevolge van blootstelling aan

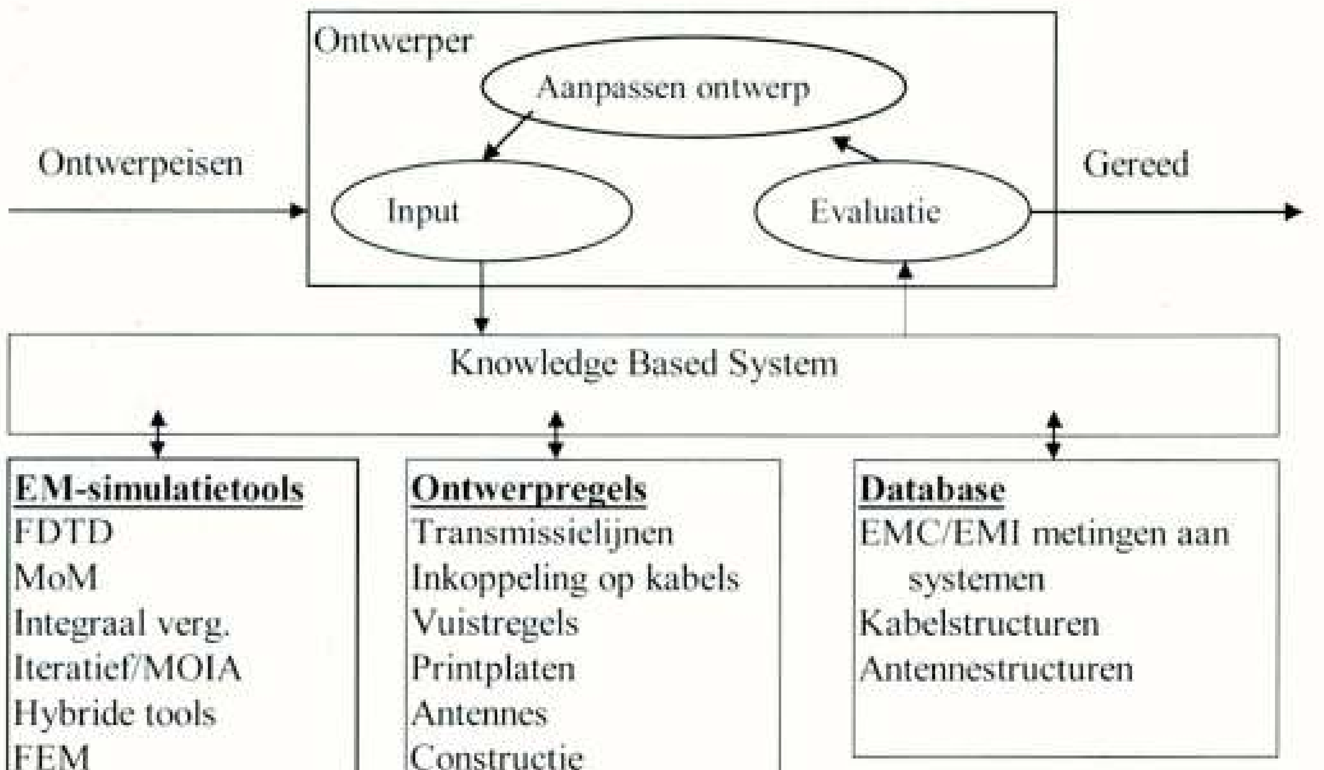
elektro-magnetische velden opgewekt door communicatie-middelen. Ik wil op beide ingaan.

Elektromagnetische Compatibiliteit

Elektromagnetische compatibiliteit is in het 'International Electrotechnical Vocabulary' van de 'International Electrotechnical Commission' [IEC89] beschreven als

Het vermogen (de eigenschap) van een elektr(on)isch apparaat om bevredigend te functioneren in zijn elektromagnetisch milieu zonder zelf ontoelaatbare stoorsignalen toe te voegen.

Ofwel: apparaten mogen niet storen en dienen zelf voldoende immuun te zijn. Om enige zekerheid te hebben dat apparatuur in voldoende mate bestand is tegen ongewenste beïnvloeding door elektromagnetische velden is in 1992 de EMC richtlijn 89/336/EEG van de Europese gemeenschap van kracht geworden [EC89]. Na een overgangsperiode van vier jaar is sinds 1 januari 1996 dwingend opgelegd dat apparatuur welke beïnvloed kan worden door elektromagnetische velden of zelf een bijdrage heeft aan het elektromagnetische milieu moet voldoen aan redelijk te stellen eisen voordat deze op de Europese markt gebracht mag worden. Het niet voldoen aan de richtlijn is een economisch delict. Opmerkelijk is dat het al of niet uitvoeren van metingen geheel voor verantwoording van de fabrikant of installateur van de apparatuur of installatie is. Er is dus geen wettelijke verplichting tot het uitvoeren van gecertificeerde metingen, de wetgever ziet hen namelijk als eindverantwoordelijk voor hun producten. Het is dus van zeer groot belang dat ontwerpers, de elektrotechnisch ingenieurs die wij als Technische Universiteit opleiden, voldoende kennis hebben over het vakgebied EMC. En dat er op dit gebied nogal wat te winnen is, laten de vele praktijkvoorbeelden in de leerstoel van collega Van der Laan en dr. van Deursen van de faculteit Elektrotechniek en in de EMC groep van TNO FEL helaas maar al te vaak zien. Hiermee worden we natuurlijk wel voor een mogelijk dilemma gesteld: hoe beter onze ingenieurs worden in het bereiken van EMC, des te minder frequent zullen bovengenoemde groepen worden ingehuurd om EMC-problemen op te lossen. Een feit is dat kennis genereren en goed onderwijs aan de studenten bieden primaire doelstellingen van een universiteit zijn. Voor TNO geldt dat dit onderzoeksinstituut ook aan kennisontwikkeling doet en er tevens is om het MKB te ondersteunen. Ik ben ervan overtuigd dat er voldoende uitdagingen overblijven als door goed onderwijs een deel van bovengenoemde consultancy aspecten wegvallen. Ik realiseer mij dat ik nu snel wat geruststellende woorden moet wijden over de in mijn visie toekomstige werkzaamheden van de specialisten in het EMC vakgebied. Ik zie de toekomst voor EMC onderzoek zeer rooskleurig in. Gedreven door het maatschappelijk en het industriële belang van dit onderzoek zullen we in toenemende mate met interessante uitdagingen geconfronteerd worden. Hiermee is nu al het vakgebied EMC aantrekkelijk voor onderzoekers. Wat is één van die uitdagingen?
Het is al vermeld dat de functionaliteit van elektronische apparatuur steeds meer toeneemt en dat systemen steeds complexer worden en dat de noodzaak van het draadloos overzenden van informatie zal toenemen. Hierbij zal vaker hetzelfde stukje elektromagnetisch spectrum moeten worden gebruikt door verschillende systemen waardoor de ontwerpen van systemen en de systeemintegratie in complexiteit zal toenemen. Dit veroorzaakt een behoefte om op korte termijn te kunnen beschikken over geschikte ontwerpsoftware, zoals is weergegeven in Figuur 2.



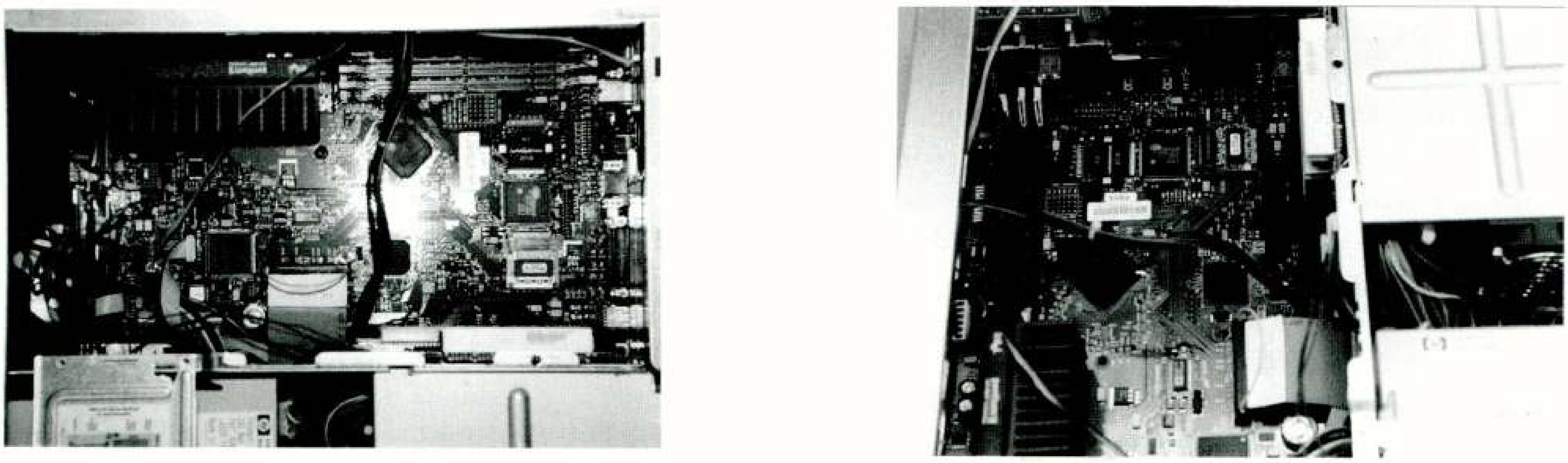
Figuur 2. Opbouw van een in de nabije toekomst te ontwikkelen ontwerpsoftware om te komen tot een ontwerp met een zo goed mogelijke EMC.

Van deze te ontwikkelen ontwerpsoftware is elektromagnetische simulatiesoftware een belangrijk onderdeel. Het is dus van groot belang om in de basis, dat wil zeggen vanuit de theorie en de numerieke implementatie, te komen tot de ontwikkeling van snelle en efficiënte simulatiesoftware. Een discussiepunt hierbij is de nauwkeurigheid. Vanuit EMC standpunt kunnen we mijns inziens volstaan met een nauw-keurigheid van 3 tot 6 dB in de ontwerpfase.

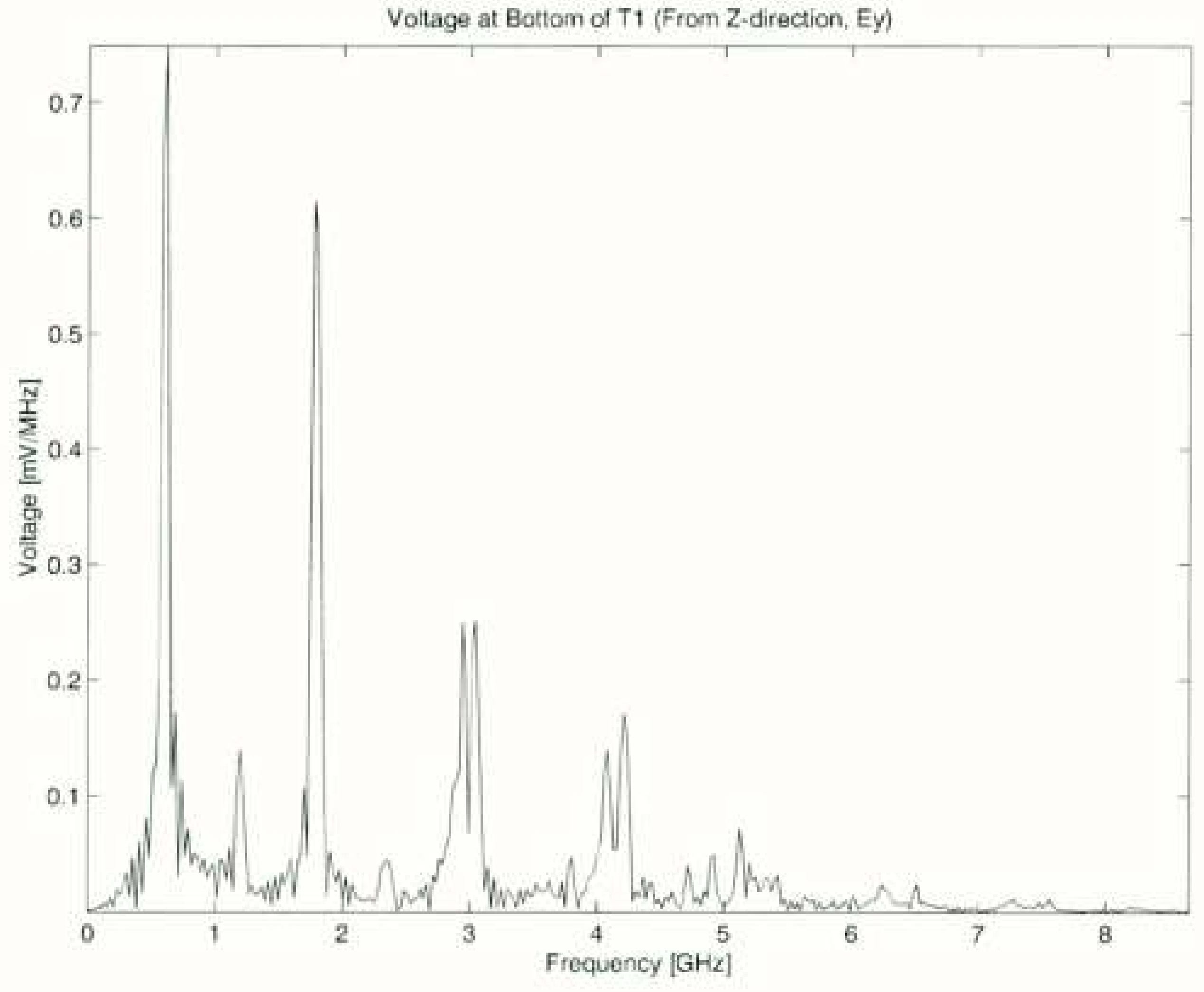
De uitdaging waarmee collega Tijhuis en ondergetekende worden gesteld is te komen tot de ontwikkeling van snelle, voldoende nauwkeurige en efficiënte programma's om elektromagnetische velden en interacties te berekenen. Een goede kandidaat is de ontwikkeling van Marching-on-in-anything schema's [Tij97]. De filosofie achter deze methode is dat een veldoplossing voor verschillende configuraties kan worden verkregen door steeds een van de parameters in die configuratie een klein beetje te veranderen om vervolgens het elektromagnetisch interactieprobleem snel en efficiënt op te lossen. Een voorbeeld is om Marching-on-in-frequency [Tij91] te plegen en daarna met behulp van een inverse Fourier transformatie tijddomeinresultaten te verkrijgen. Dit concept is ook te gebruiken voor bijvoorbeeld Marching-on-in-shape en Marching-on-in-position. Daarnaast is er winst te behalen door middel van het uitvoeren van bepaalde onderdelen van de algoritmen in hardware. Zoals in mijn proefschrift [Zwa91] reeds gemeld onder "future research" zijn FFT bewerkingen uit te voeren met hardware. Daarnaast zijn verschillende groepen bezig met massief parallel rekenen. Mijn TNO collegae in de radargroep doen bijvoorbeeld onderzoek aan parallele implementatie van hun FDTD programma. Aan de Technische Universiteit Delft wordt soortgelijk onderzoek gedaan. Verdere ontwikkeling van dit hardware concept moet dan leiden tot de tussen mijn TNO collega ir. Pasman en mij veelvuldig besproken *EM-processor*.

Ik dreig mezelf nu te verliezen in het neerzetten van dromen en idealen. Het is uiteraard toegestaan om doelen waarnaar gestreefd moet worden neer te zetten. Deze bepalen immers de keuzes voor het te verrichten onderzoek, maar het is nu weer tijd terug te keren op de hedendaagse feiten. De realisatie van bovenbedoelde ontwerpsoftware is nog geen feit en vergt nog jaren van onderzoek. Het onderzoek zal multidisciplinair moeten worden opgezet en de inbreng van specialisten op, bijvoorbeeld, de vakgebieden materialen (sterkten en EM-eigenschappen), signaalverwerking en man-machine interfaces is van groot belang voor deze ontwikkeling.

Zoals uit het historisch overzicht blijkt, hebben theorie en experiment gezamenlijk een belangrijke factor in de ontwikkeling van de wetenschap. Daarnaast is het experiment belangrijk om eigenschappen en gedrag van systemen vast te stellen die te complex zijn om gemodelleerd te worden. Hierbij refereer ik aan een samenwerkingsverband met de University of Western Ontario. Gezamenlijk proberen wij de mechanismen van inkoppeling op complexe systemen te begrijpen. Onlangs hebben we op het EMC symposium te Zürich [LoV99] een paper gepresenteerd waar onze Canadese partner door middel van een simpel model van een computersysteem op numerieke wijze resonanties en inkoppeling op sporen heeft bepaald op een simpele Printed Circuit Board configuratie. In Figuur 3a is een foto van de PC zoals deze is gebruikt tijdens de experimenten gegeven. Figuur 3b geeft één van de met FDTD berekende resultaten. Onafhankelijk hiervan hebben wij bij TNO door middel van experimenten aan A-merk computers veldsterkte niveaus en frequenties bepaald waar de goede werking van het computersysteem negatief werd beïnvloed. Opvallend was dat er een goed verband was tussen numerieke voorspelling en experimentele resultaten. In Figuur3a is een foto gegeven van het computersysteem dat tijdens het experiment is gebruikt, terwijl een van de numerieke resultaten weergegeven is in Figuur 3b.



Figuur 3a. Een A-merk Personal Computer zonder kast zoals die gebruikt is tijdens de experimenten om negatieve beïnvloeding van de goede werking te bepalen.



Figuur 3b. Resultaat van een FDTD berekening van de elektromagnetische inkoppeling in een simpel numeriek model van een Personal Computer.

Leuk detail om te vermelden is dat we kort voor de conferentie een e-mail vanuit Canada ontvingen met de mededeling dat er onder de 1 GHz een inkoppeling berekend was. Bij de experimenten hadden wij ons geconcentreerd op frequenties boven 1 GHz zodat dit aan onze aandacht ontsnapt was. We konden natuurlijk de verleiding niet weerstaan, en hebben dit voorspelde verschijnsel onlangs inderdaad experimenteel bevestigd.
Ook is in de leerstoel van collega Van der Laan aan de faculteit Elektrotechniek onderzoek gedaan naar het EMC-gedrag van printplaten. Onlangs is hierop dr. F. B.M. van Horck onder begeleiding van dr. A. van Deursen gepromoveerd [Hor98].
Nu zult u zich afvragen, wat is het belang van dit onderzoek? Welnu, zoals ik in de inleiding aangegeven heb zal in de nabije toekomst de dichtheid van bedoelde en onbedoelde bronnen van elektromagnetische velden toenemen. Met betrekking tot de ontwikkelingen in de halfgeleidertechnologie is te onderkennen dat elektronica steeds sneller wordt (hogere kloksnelheden) en op steeds lagere voedingsspanningen zal functioneren. De verwachting is dat het onder deze omstandigheden het een grotere uitdaging zal zijn voldoende elektromagnetische compatibiliteit te verkrijgen. Het is dus van groot belang onze kennis omtrent de inkoppeling van elektromagnetische velden op complexe structuren en het gedrag van niet-lineaire elementen te vergroten. Momenteel zijn wij als leerstoel Elektromagnetisme in gesprek met de leerstoel van collega Van der Laan (Et) om op dit onderwerp een gedegen onderzoeksvoorstel te formuleren. Inmiddels heeft de onderzoeksschool COBRA 50% van de benodigde financiële middelen toegezegd en de AIO mag geworven worden.

Blootstelling aan niet-ioniserende elektromagnetische velden

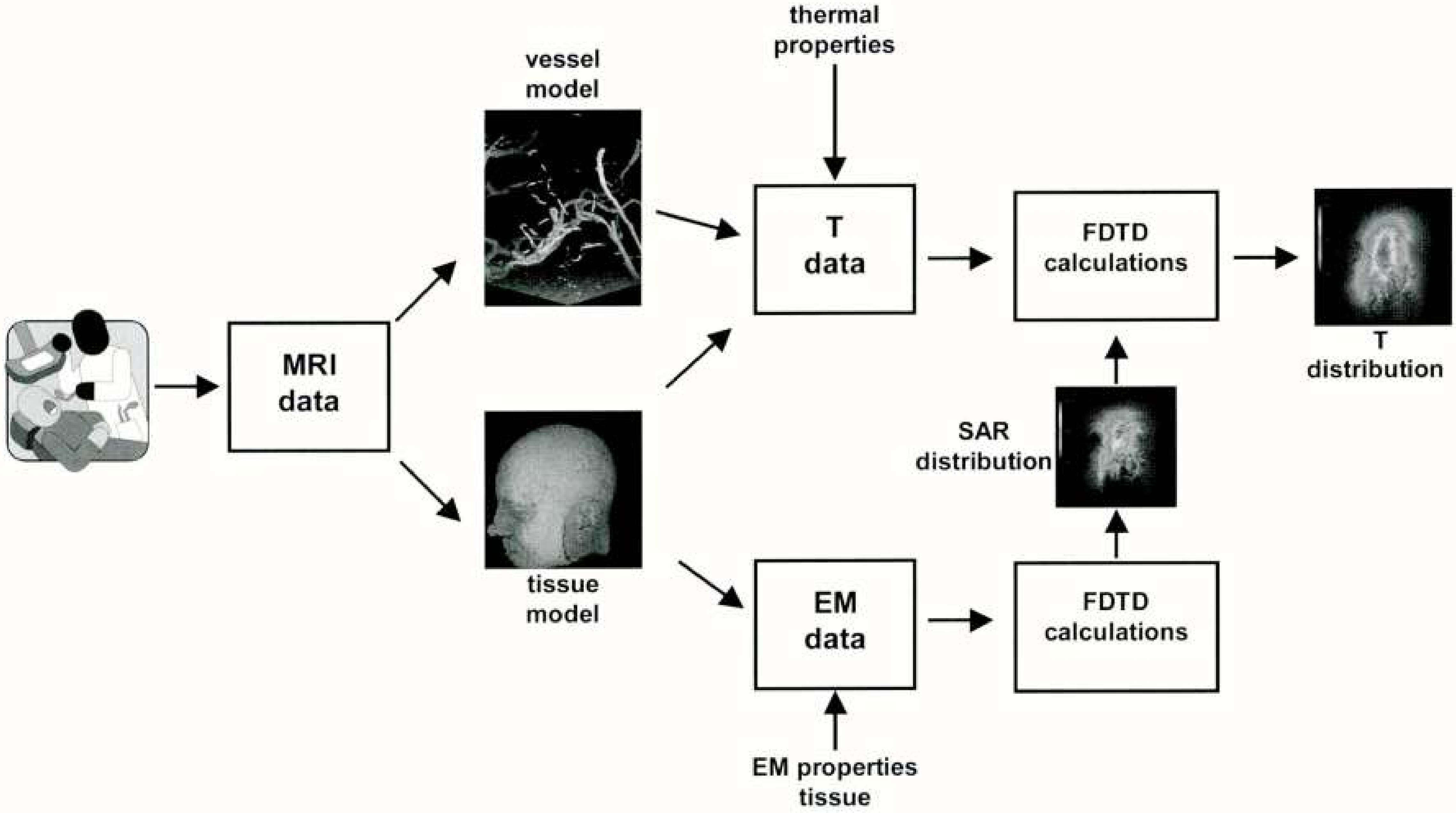
Het effect van elektromagnetische velden op biologische systemen, in het bijzonder de mens, staat al geruime tijd in de belangstelling. Veel onderzoek is al uitgevoerd naar vermeende gezondheidsgevaren van blootstelling aan elektromagnetische velden. Een uitgebreid overzicht is gegeven in een de publicatie van de "World Health Organisation" [WHO93]. De goede verstaanders onder u moet het inmiddels zijn opgevallen dat ik spreek over velden en niet over straling. Met name het begrip straling geeft onbedoeld een associatie met ioniserende straling. In mijn intreerede beperk ik mezelf tot het frequentiegebied tot 300 GHz, daar waar het overgrote deel van de toepassingen van elektromagnetisme in de elektrotechniek plaatsvindt. In 1997 heeft de Gezondheidsraad een advies uitgegeven met betrekking tot limieten aan blootstelling aan elektromagnetische velden in het frequentiegebied van 300 Hz - 300 GHz [GR97]. Tijdens het formuleren van dit advies is de commissie, waar ik deel van heb uitgemaakt, uitgegaan van wetenschappelijk vastgestelde feiten. De basis vormt het optreden van

thermische effecten voor frequenties boven 10 MHz en geïnduceerde stromen voor lagere frequenties van 300 Hz tot circa 10 MHz. De uitkomst met betrekking tot niet-thermische effecten is wetenschappelijk gezien controversieel. Ten eerste is het belangrijk te onderkennen dat de fotonenergie onvoldoende is om schade aan celstructuren aan te richten. Daarnaast zijn gevonden effecten aan de hand van epidemiologisch onderzoek veelal niet statistisch significant. Daar waar wel een licht statistische significantie gevonden was is er geen oorzakelijk verband gevonden. Bij de eenduidigheid van de onderzoeksresultaten zijn helaas ook de nodige vraagtekens te plaatsen. [GR97, blz 48,49]. Met deze laatste constatering bagatelliseer ik niet het belang van epidemiologisch onderzoek en dierproefexperimenten. Ik meen dat dit soort onderzoek wel degelijk wetenschappelijke waarde heeft. Maar het is natuurlijk, zoals gebruikelijk in de wetenschap, van groot belang om de gevonden resultaten goed te analyseren en te toetsen alvorens er conclusies aan te verbinden. Tot op heden ben ik niet overtuigd van een aangetoond causaal verband tussen de aanwezigheid van elektromagnetische velden en niet-thermische effecten.

De huidige blootstellingsnormen zijn gebaseerd op thermische effecten. Ondanks de vele tegenstrijdige berichtgevingen zijn thermische effecten nu naar mijn mening de enige met een wetenschappelijk verantwoorde basis.

Ik moet helaas constateren dat in de media berichten verschijnen die niet met de binnen onze wetenschappelijke kringen gebruikelijke zorgvuldigheid zijn opgesteld. Zeer recentelijk hebben we een mooi voorbeeld hiervan meegemaakt. Op 24 mei 1999 is tijdens het BBC programma *Panorama* melding gedaan van resultaten van de Zweedse kanker expert dr. Lennart Hardell *et.al.* [Har99] en een groot onderzoek dat onder leiding van dr. George Carlo is uitgevoerd. Volgens dit BBC programma zou er door Carlo en Hardell een indicatie gevonden zijn dat mobiele telefoons gevaarlijk zijn voor de hersenen. Er zou ook een verhoogd risico zijn bij het krijgen van hersentumoren aan dezelfde kant van het hoofd waartegen de mobiele telefoon gehouden was. Het BBC programma rapporteerde een verhoogd risico met een factor 3. Nieuwsgierig geworden door dit bericht zijn mijn collegae en ik op 25 mei direct gaan zoeken. Over het onderzoek van dr. Carlo was geen spoor te vinden, maar over het onderzoek van dr. Hardell hebben we op internet een reactie van het Britse National Radiation Protection Board (NRPB) [NRPB99] gevonden. Zij hadden de beschikking over het manuscript van Hardell *et.al.* (en daar heb ik ook de referentie vandaan). Het NRPB citeert de auteurs dat "In this study we did not find an overall increased risk for brain tumors associated with exposure to cellular phones". Met betrekking tot de vermeende correlatie tussen de locatie van de hersentumoren en de locatie van de mobiele telefoon bij het hoofd tijdens het gebruik, geven de auteurs aan dat hun resultaten niet statistisch significant zijn. Dit in contrast tot de berichtgeving in het BBC programma *Panorama* en datgene wat in de Nederlandse media hierover is gekomen. Het is zo jammer te moeten constateren dat de desbetreffende journalisten heel wat onrust hadden kunnen voorkomen door zorgvuldiger en kritischer met de weten-schappelijke feiten om te gaan.

De eerlijkheid gebied mij te bekennen dat er voor ons onderzoekers ook een positieve kant aan dit soort berichten zit, het geeft namelijk aan dat er een maatschappelijke interesse voor ons vakgebied alsmede

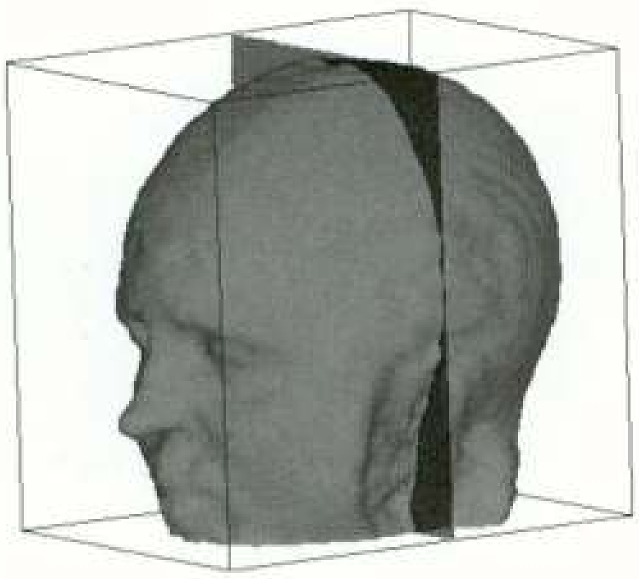


Figuur 4. De programmastructuur gebruikt om temperatuursveranderingen in een menselijk hoofd te berekenen ten gevolge van het gebruik van draagbare communicatiemiddelen.

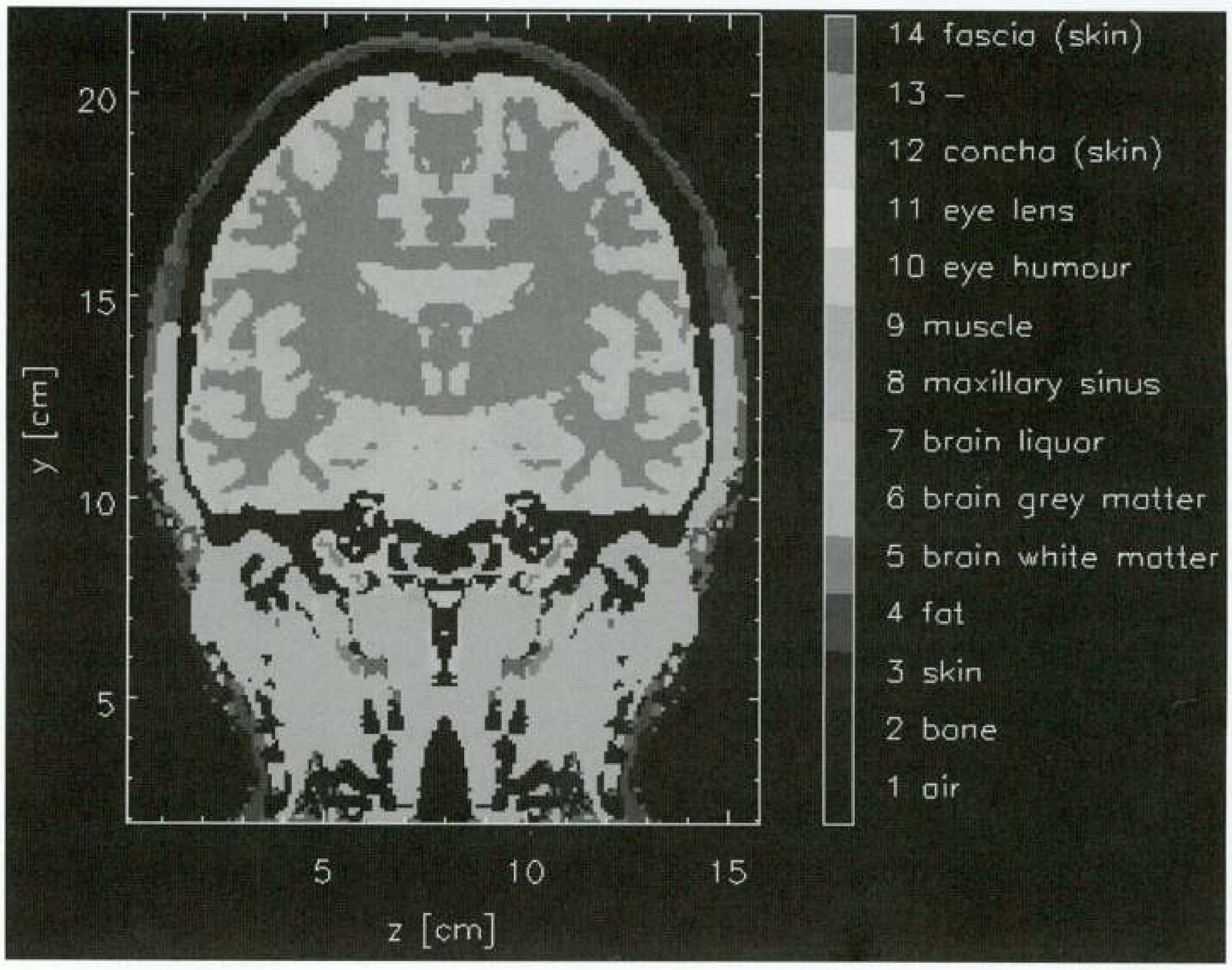
een behoefte aan onze kennis is. Zo kan ik mij nog heel goed een bericht herinneren dat er in de media melding werd gemaakt van het feit dat van mobiel bellen de hersenen gaan koken. Het enige dat roodgloeiend ging staan was mijn telefoon, er hebben in die tijd vele verontruste Nederlanders mijn collegae en mij gebeld met de vraag of genoemde bewering juist was. Naar aanleiding van dit bericht zijn wij twee jaar geleden, in samenwerking met de afdeling Radiotherapie van het Universitair Medisch Centrum in Utrecht en de Universiteit van Bergen (Noorwegen), een onderzoek gestart naar de temperatuursverandering in het menselijk hoofd bij het gebruik van een GSM-telefoon. In dit onderzoek is aangetoond dat het mogelijk is om elektromagnetische simulatietools te koppelen aan een zeer geavanceerd thermisch simulatiemodel. Deze combinatie was een nieuwe benadering en de inbreng van de expertise van onze partners in Utrecht was van zeer groot belang. Er is een MR-scan van een menselijk hoofd gemaakt, en deze scan is gedigitaliseerd. Hieruit is een model gemaakt waarmee met een "Finite Difference Time Domain" programma de elektromagnetische veldverdeling en de verdeling van het geabsorbeerd vermogen zijn bepaald. De opzet is weergegeven in Figuur 4.

Berekening van de verdeling van het elektromagnetische veld is al door vele auteurs gepresenteerd, waaronder Borup en Ghandi [Bor84]. Nieuw aan dit onderzoek is dat in het thermische model de warmteafvoer tengevolge van de bloedstroom is verdisconteerd. Figuur 5 presenteert het model van het menselijk hoofd en het vlak waarin de resultaten in de volgende figuren zijn weergegeven. Figuur 6 geeft de berekende dichtheid van het elektromagnetisch geabsorbeerd vermogen uit-gedrukt in Wm^{-3}. De gepresenteerde waarden zijn gemakshalve genormaliseerd op een totaal geabsorbeerd vermogen in het hoofd van 1 W. In feite is dit voor echte GSM telefoon ongeveer 8 maal te hoog.

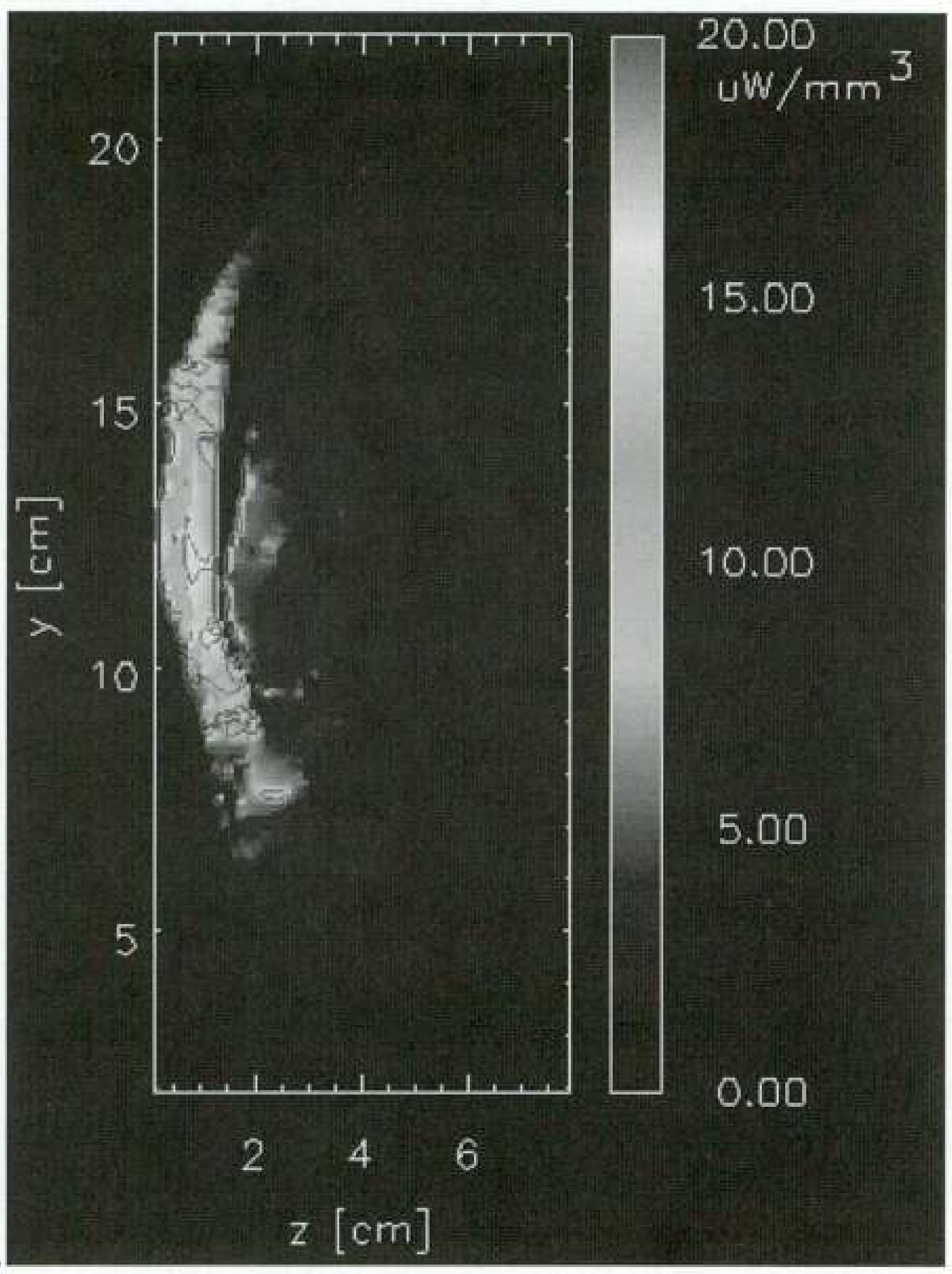
In Figuur 7 is de gebruikte vatenstructuur gegeven. Uit dit onderzoek blijkt dat de maximaal berekende temperatuurstijging 0,11 graden Celsius bedroeg, een temperatuurstijging die door deskundigen als verwaarloosbaar wordt beschouwd. Figuur 8 geeft de verdeling van de temperatuurverhoging ten gevolge van de GSM telefoon. Om u een referentie te geven, als ik een uurtje ga hardlopen kan mijn lichaamstemperatuur oplopen tot 39 graden Celsius. Op grond van deze resultaten is dus uit te sluiten dat bellen met een GSM telefoon zal leiden tot "oververhitte hersenen". Indien er aantoonbaar sprake is van oververhitting in de hersenen dan moet dit veroorzaakt worden door de inhoud van het telefoongesprek.



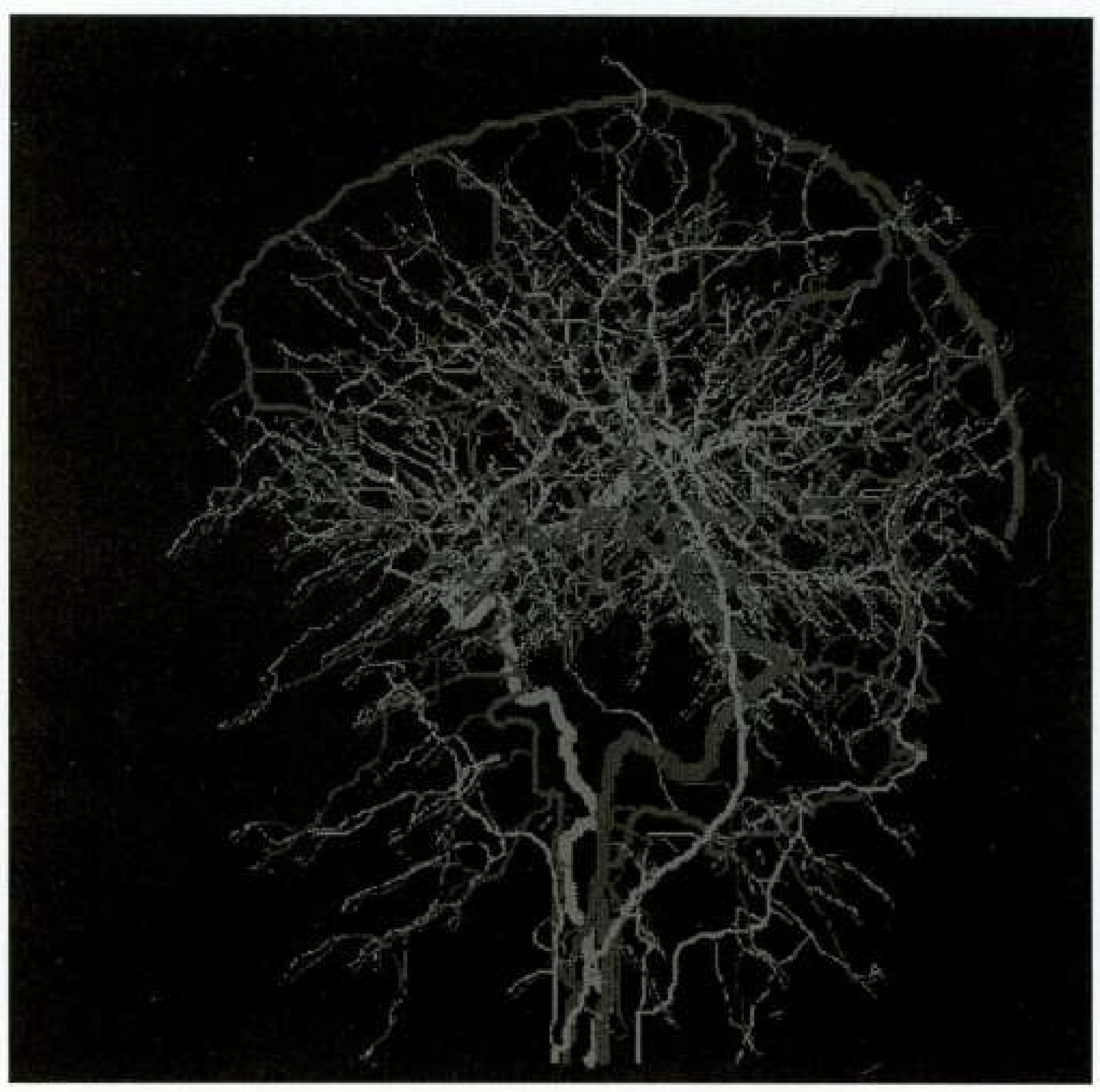
Figuur 5a. Observatievlak door de drie-dimensionale segmentatie.



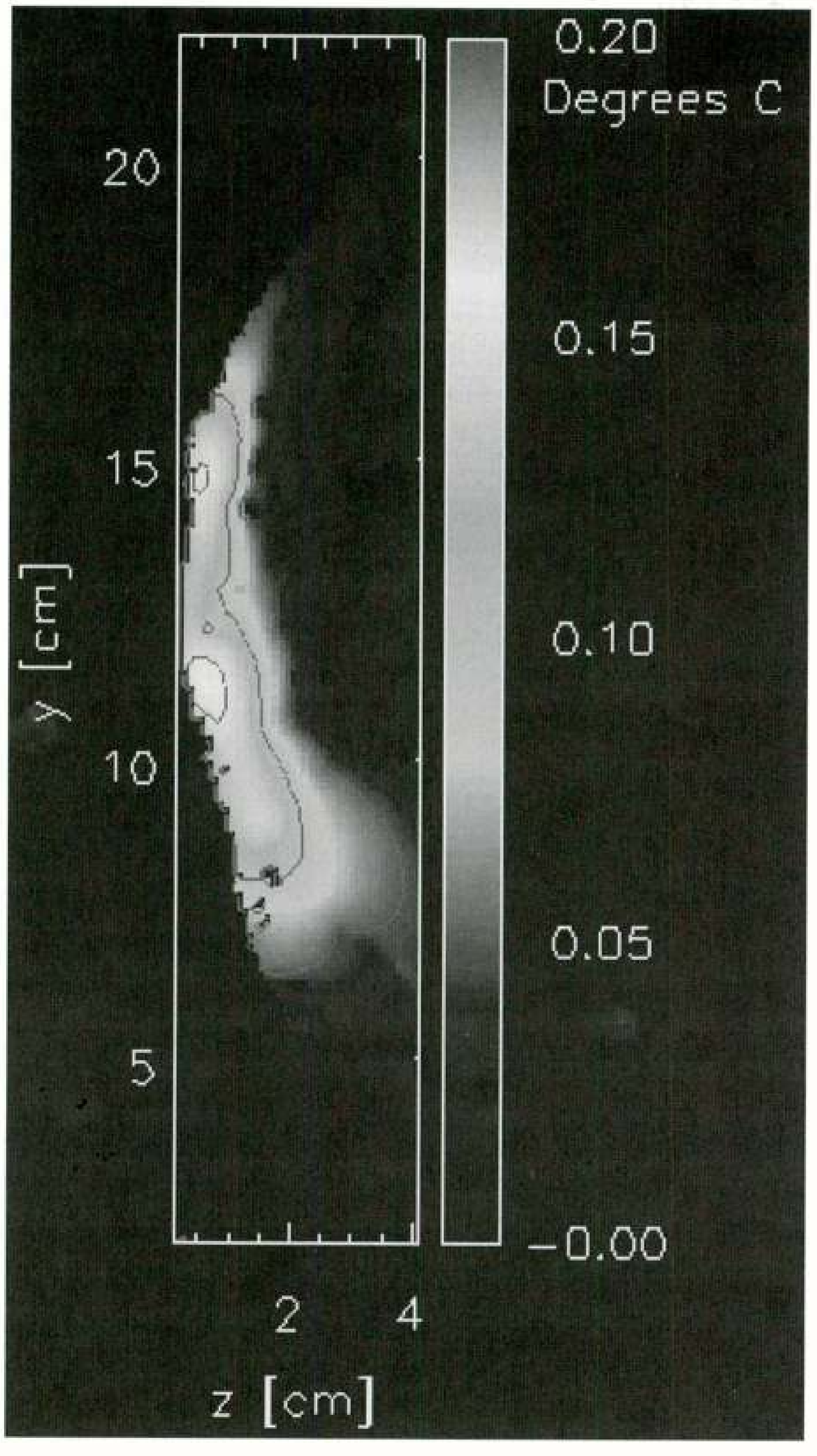
Figuur 5b. De weefselverdeling in het vlak zoals weergegeven inFiguur 5a.



Figuur 6. Verdeling van de berekende dichtheid van het elektromagnetisch geabsorbeerd vermogen.



Figuur 7. De vatenstructuur gebruikt als input voor het thermisch model.



Figuur 8. Verdeling van temperatuurverhoging in een menselijk hoofd ten gevolge van het gebruik van een 900 MHz GSM telefoon.

Ten slotte wil ik een andere toepassing van dit onderzoek met u delen. Met behulp van bovengenoemde aanpak is het mogelijk een meer wetenschappelijk verantwoorde basis te geven voor de formulering van toekomstige blootstellingslimieten voor draagbare communicatieapparatuur in het algemeen.

Het is ook belangrijk dat er goede voorlichting aan zowel de Nederlandse bevolking als studenten wordt gegeven. Uit de vele reacties van verontruste mensen moet ik constateren dat er onvoldoende informatie ter beschikking is en dat men tevens een wantrouwende houding heeft jegens de wetenschap en jegens de partijen die een commercieel belang in het gebruik van draagbare communicatiemiddelen hebben. Er zijn inmiddels vanuit de overheid en telecommunicatiebedrijven initiatieven gestart om deze voorlichting wel te geven. Ik ben geen deskundige op het gebied van de psychologie en massamedia maar ik ben van mening dat onafhankelijkheid en wetenschappelijke integriteit de beste ingrediënten zijn om het vertrouwen van de maatschappij op dit gebied te winnen. Uiteraard is het hierbij belangrijk met een duidelijk en eenvoudig beeld naar buiten te komen. Naast de informatievoorziening aan het publiek is het mijns inziens noodzakelijk om in ons onderwijscurriculum aandacht te besteden aan dit onderwerp. De toekomstig elektrotechnisch ingenieur zal tijdens zijn beroepsuitoefening steeds vaker met dit onderwerp worden geconfronteerd. Als deskundige moet hij of zij wel de juiste antwoorden paraat hebben op vragen over blootstelling aan niet-ioniserende elektromagnetische velden.

Daarnaast zie ik een behoefte aan de ontwikkeling van draagbare indicatiemiddelen om tijdig maatregelen tegen ongewenst hoge blootstelling aan elektromagnetische velden te kunnen nemen. Er zijn reeds apparaatjes te koop, maar deze zouden algemener toepasbaar moeten zijn. De monitoren moeten klein en handzaam zijn, gemakkelijk te dragen en moeten de gebruiker waarschuwen wanneer veldsterkten te hoog worden. Met name voor mensen die beroepsmatig worden blootgesteld is dit van belang. Bij de ontwikkeling van deze monitor zijn verschillende disciplines van de elektrotechniek betrokken. Onderdeel is signaalverwerking waarbij informatie over de aanwezige frequenties en pulsvorm van de elektromagnetische velden als input variabele van belang is, er moet breedbandige hoogfrequente elektronica worden ontworpen en er moet een compacte antenne worden ontwikkeld. Kortom, een leuke en uitdagende klus.

Tenslotte wil ik erop wijzen dat het beslist noodzakelijk is dat Universiteiten en TNO voor dit soort onderzoek en de daaruit voortvloeiende ethische plichten vol-doende onafhankelijke financieringsbronnen ter beschikking moeten hebben.

Wetenschappelijk onderwijs Elektromagnetisme

Ik heb een poging ondernomen u een indruk te geven van de toepassingen en belang van elektromagnetisme in de elektrotechniek. Ons vakgebied is overal

aanwezig, zoals op de ontwerptafel van elektronische circuits en systemen, het ontwerpen van glasvezels, elektrische machines en elektromotoren, medische systemen, het ontwerpen van antennes en het voorkomen van ongewenste negatieve beïnvloeding van elektronische apparatuur alsmede het voorkomen van negatieve gevolgen op de gezondheid. Dat maakt het vak elektromagnetisme een te belangrijk onderdeel van het huidige onderwijscurriculum aan de Technische Universiteiten. Een goed uitgebalanceerd set dictaten vormen onmiskenbaar een noodzakelijke voorwaarde voor een hoogwaardig onderwijsniveau in ons vakgebied. Het is een vak dat het meest gemakkelijk te leren is met een student/docent interactie. Uitzonderlijk is te constateren dat de vele Engelstalige boeken die zijn geschreven niet geheel (en soms geheel niet) bruikbaar zijn voor inpassing in ons curriculum. De eerlijkheid gebiedt mij te bekennen dat ik aanvankelijk van mening was de benodigde stof voor ons curriculum te betrekken uit bestaande boeken. Na evaluatie van het bestaande materiaal en de discussies met collega Tijhuis is mij duidelijk geworden dat er niet één boek is dat voldoet aan onze eisen. De verklaring hiervoor is dat de Engelstalige boeken voor het leeuwendeel zijn geschreven voor de Angelsaksische markt. Ten eerste komt de gemiddelde High-School student met een ander kennispakket op de Universiteit binnen dan onze VWO studenten. Daarnaast is het curriculum anders georganiseerd, voor een vak elektromagnetisme hebben onze Amerikaanse collegae 130-140 contacturen beschikbaar, terwijl wij het met 70 contacturen moeten doen, inclusief instructie.

Elektromagnetisme is een vakgebied dat zeer uitdagend is, met vele leuke en maatschappelijk relevante onderwerpen. Helaas wordt dit vak door vele studenten als een struikelvak ervaren. Om dit probleem te minimaliseren, en dus ook de uitval, zijn we genoodzaakt studiemateriaal als maatwerk aan te bieden op onze Technische Universiteit, en dat brengt mij tot de dringende oproep om dit maatwerk te respecteren. Het ontwikkelen van een goed doordacht en uitgebalanceerd collegedictaat op dit maatwerkprincipe vergt veel van de docent. Het kan niet de bedoeling zijn een docent slachtoffer te maken van zijn eigen inzet die van hem gevraagd wordt als het curriculum binnen korte tijd weer wordt herzien. Ik zou ervoor willen pleiten de benodigde onderwijsinspanningen te steken in het verder ontwikkelen van bovenstaand bedoeld maatwerk.

In het huidige curriculum is een basis vak elektromagnetisme in het tweede studiejaar opgenomen (EM2). Daarnaast moet er een goed vervolg op EM2 komen, logischerwijs EM3 genoemd. Dit vak zal moeten leiden tot meer specialisatie alsmede een praktische invalshoek. In de discussie met collega Tijhuis noemen we dit onderdeel voorlopig *engineering electromagnetics*. Het doel van dit onderdeel is te komen tot een vak waarmee de studenten op eenvoudige wijze leren wat elektromagnetisme inhoudt voor hun ontwerptaken. In de praktijk is gebleken dat ICT hierbij een belangrijke rol kan spelen. Daarnaast is het belangrijk 3 à 4 keuzevakken te hebben op onderwerpen zoals numerieke veldberekeningen (huidige capita selecta), golfgeleiders, antennes en antennestructuren en elektromagnetische detectietechnieken. Tenslotte is het noodzakelijk om in de nabije toekomst twee extra keuzevakken te introduceren, te weten *aspecten van elektromagnetische compatibiliteit* en *Bio-elektromagnetisme*, specialisaties van de Technische Universiteit Eindhoven.

Genoemde keuzevakken zijn vakken op vaktechnisch niveau. Studenten die in de leerstoel afstuderen dienen er tenminste twee van te kiezen.

Het is van belang in het eerste deel van het curriculum voldoende wiskundige scholing aan de studenten te bieden, omdat in het vakgebied elektromagnetisme een goede kennis van complexe functietheorie, bijzondere functies, numerieke wiskunde en partiële differentiaalvergelijkingen essentieel is. Dit wil ik benadrukken omdat ik in mijn functie als TNO begeleider van een VKO-afstudeerder helaas heb moeten constateren dat de bagage van de VKO-studenten voor wat betreft mijn vakgebied onvoldoende is. Dat is jammer, kostbare afstudeertijd is hierdoor verloren gegaan, buiten de schuld van de student om. Juist bij deze categorie studenten vinden we traditioneel de beste afstudeerders uit ons vakgebied. Daarom pleit ik ervoor dat de verplichte stage weer als verplichting in het curriculum wordt opgenomen. Hiermee hebben we de gelegenheid om binnen de leerstoel een korte toetsing en eventueel bijscholing uit kunnen voeren, al dan niet als voorbereiding op het afstuderen. Met name voor externe plaatsingen is het bijzonder belangrijk voor zowel het desbetreffende bedrijf als de Technische Universiteit dat de afstudeerder zijn werk zo efficiënt mogelijk en goed voorbereid verricht.

Samenwerking Technische Universiteit Eindhoven en TNO Fysisch en Elektronisch Laboratorium

Tenslotte wil ik mijn intreerede eindigen met enkele woorden over de relatie TNO en TUE. Naast mijn wetenschappelijke taken en verantwoordelijkheden op het gebied van mijn leerstoel, te weten elektromagnetische effecten, voel ik zeer duidelijk een verantwoordelijkheid om als een ambassadeur op te treden tussen beide onderzoeksinstituten. Het is voor een instituut als TNO, waar de primaire taak ligt bij toegepast natuurwetenschappelijk onderzoek, van groot belang nauw betrokken te zijn en zelfs te participeren in fundamenteel en exploratief onderzoek dat plaats vindt aan de (technische) universiteiten. Aan de andere kant worden de (technische) universiteiten geconfronteerd met een tijdgeest waarin "onderzoek voor het onderzoek" niet meer zo gemakkelijk wordt geaccepteerd. Onderzoek ligt nu eenmaal beter in de markt als er een relevantie dan wel directe applicatie aan gekoppeld is. Vanuit mijn TNO ervaring is het verwerven van fondsen voor applicatiegericht onderzoek een natuurlijke rol geworden. Ook wil ik mijn bijdrage leveren aan de utilisatie van onderzoek dat de Technische Universiteit Eindhoven samen met andere partners heeft uitgevoerd.
Ik heb de ambitie om met mijn kennis en ervaring beide onderzoeksinstituten binnen mijn vakgebied te versterken en een prominente rol te laten spelen op de wereldkaart. Ik sluit zelfs niet uit dat er op termijn een dependance van TNO-FEL binnen de faculteit elektrotechniek zal worden gevormd. De ingrediënten zijn aanwezig, de jonge AIOs en gekwalificeerde post-docs en de meer ervaren wetenschappers. Het team is gevormd en we zijn er klaar voor, de toekomst ligt voor ons.

Dankwoord

Zeer geachte toehoorders. Het college van Bestuur van de Technische Universiteit Eindhoven, het Bestuur van de Faculteit Elektrotechniek, de Raad van Bestuur van TNO en de directie van TNO Fysisch en Elektronisch Laboratorium wil ik bedanken voor het in mij gestelde vertrouwen. Ik wil tevens van de gelegenheid gebruik maken om dr. Jan Maas te bedanken voor de manier waarop hij mij, destijds in zijn functie als directeur TNO-FEL, heeft gestimuleerd een strategische samenwerking met de Technische Universiteit Eindhoven op te bouwen. Ook de collegae hoogleraren van de faculteit en in het bijzonder de hoogleraren van TTE wil ik bedanken voor het enthousiasme en de gastvrijheid die ik al de afgelopen periode heb mogen genieten.

Aan mijn persoonlijke en wetenschappelijke ontwikkeling hebben vele personen bijgedragen. Het is helaas niet mogelijk eenieder persoonlijk te noemen en te bedanken. Ik moet mij daarom beperken tot een geselecteerd aantal personen.

Hooggeleerde Van den Berg, beste Peter. Jij hebt de basis gelegd voor mijn wetenschappelijke vorming. Zowel gedurende mijn studietijd als promotietijd heb jij mij weten te stimuleren en te enthousiasmeren. Het feit dat ik van jou de gelegenheid kreeg via mijn eigen wijze tot oplossingen te komen voor complexe problemen heeft mij geholpen bij mijn latere wetenschappelijke werk. Het kwam meer dan eens voor dat ik, na een discussie met je gehad te hebben, wegging met een gevoel van "kan dat niet anders?". Dat zegt overigens niets over de kwaliteit van de discussie, maar meer over mijn eigenwijze instelling. Ik weet dat je het gewaardeerd hebt dat ik vaak op een discussie terug kwam met "Professor Van den Berg, ik heb nog eens het probleem bekeken en volgens mij moet het zo". Deze waardering is wederzijds. Vandaag de dag staat jouw onderzoek voor een groot deel in het kader van grondradar. In de nabije toekomst zullen jij en ik elkaar vaker tegenkomen. Ik zie onze nog te voeren discussies met belangstelling tegemoet, ik zal proberen even eigenwijs te zijn als toen.

Hooggeleerde De Hoop, beste Aad. Alhoewel professor Van den Berg mijn promotor was, is jouw inbreng in mijn wetenschappelijke vorming zeer groot geweest. Ik kan mij nog heel goed herinneren dat jij op college enthousiast de theorie van het elektromagnetische veld wist te presenteren. Zo enthousiast zelfs dat de echte problemen niet opvielen en deze pas boven water kwamen toen ik zelf de stof ging bestuderen. Daarna heb ik bijzonder veel waardering gekregen voor de manier waarop jij door jouw visie en sturing het vak elektromagnetisme tot een specialisme van wereldnaam hebt weten te maken. Met de aanvaarding van dit ambt zal ik er alles aan doen mijn bescheiden deel aan datgene dat jij op de wereldkaart hebt gebracht bij te dragen.

Hooggeleerde Blok, beste Hans. Gedurende mijn onderzoek aan de Technische Universiteit Delft hebben we meerdere malen over het onderzoek gediscussieerd. Deze discussies heb ik bijzonder op

prijs gesteld en ik hoop dat we deze wetenschappelijke discussies in de toekomst kunnen blijven voeren. Daarnaast zijn jouw persoonlijke eigenschappen als integer wetenschapper en teambuilder voor mij altijd een goed voorbeeld geweest. En dan heb ik het nog maar niet over je enthousiasme over alles dat je boeit.

Hooggeleerde Tijhuis, beste Anton. Last but not least, zoals we in gebruikelijk Nederlands zeggen, gaat ook een woord van dank uit naar jou. Snel na mijn aanstelling bij TNO-FEL heb ik structurele samenwerking met de Technische Universiteiten gezocht. Jij hebt daar destijds positief en enthousiast op ingespeeld met het gevolg dat we al snel afstudeerders en later een promovendus aan het werk hadden bij TNO-FEL. Gedurende dezelfde periode hadden we veelvuldig wetenschappelijke discussies over onderwerpen zoals koppeling tussen objecten en draadantennestructuren, het optimaliseren van iteratieve schema's alsmede meer applicatiegerichte discussies. Al snel groeide het wederzijdse besef dat er een vruchtbare samenwerking aan het ontstaan was, welke werd geïntensiveerd met de kans die jij mij bood om invulling te geven aan een deel van het college "capita selecta". Onze samenwerking is de afgelopen jaren geïntensiveerd. Het feit dat we vandaag met z'n allen bijeen zijn is er het bewijs van. Naast de wetenschappelijke discussies hebben we natuurlijk ook veelvuldig over de omstandigheden hier op de universiteit en je gezondheid gesproken. Zonder daar vandaag al te diep op in te gaan wil ik wel kwijt dat het mij deugt doet dat je op een voorspoedige manier herstelt van de operatie. Voor de toekomst weet ik zeker dat wij binnen de faculteit een belangrijke rol gaan vervullen en de ambities voor onze beide leerstoelen zijn dan ook hoog. Ik spreek hierbij het vertrouwen uit dat elektromagnetisme aan de Technische Universiteit Eindhoven in de toekomst vele interessante uitdagingen op zich af zal zien komen. Wij zijn daar klaar voor.

Waarde Pasman, beste Huib. Gedurende het gehele proces heb jij mijn activiteiten en initiatieven richting de Technische Universiteit altijd ondersteund. Jouw enthousiasme en positieve analyse van geconstateerde uitdagingen is een bijzonder plezierige stimulans. Ik hoop dat ik in de toekomst vaak door jou op deze manier gestimuleerd mag worden.

Waarde collegae van de leerstoel elektromagnetisme: het nadeel van een deeltijdbetrekking is dat we elkaar nogal eens mislopen. Ik kan niet overal meteen op reageren; koffie met gebak loop ik ook vaak mis. Ik dank jullie voor het enthousiasme waarmee ik in jullie groep ben opgenomen, en ik ga de toekomst met veel vertrouwen tegemoet.

Waarde collegae van TNO Fysisch en Elektronisch Laboratorium, in het bijzonder de leden van de groep EOV en EM-Effecten. Nu ik een deeltijdbetrekking heb in Eindhoven merken jullie steeds vaker dat ik afwezig ben. Dat geeft nogal eens noodzaak tot flexibiliteit en improvisatie. Zonder jullie bereidheid hiertoe stonden we hier vandaag niet, en dat is zeker een dankwoord waard.

Lieve ouders, paps en mams, tot en met de afronding van mijn studie tot elektrotechnisch ingenieur heb ik bij jullie thuis gewoond. Jullie hebben mij in die periode, maar zeker ook daarna, altijd ondersteund en gestimuleerd maar ook afgeremd indien dat nodig was. Ik ben gevormd door jullie opvoeding en kijk op het leven, en daar ben ik jullie heel dankbaar voor. Nu ik naar jullie kijk bespeur ik trots in jullie blikken.

Geachte toehoorders. Werken is goed voor de mens wordt gezegd, maar zodra ik dit zeg moet ik denken aan die TV-reclame waar de kinderen aan tafel argwanend kijken naar die man die hun vlees snijdt. De eerlijkheid gebied mij te bekennen dat ik dan geplaagd wordt door een schuldgevoel. Iemand met twee functies houdt soms wel eens te weinig tijd over voor zijn gezin. Daarom is mijn laatste dankwoord gericht aan mijn echtgenote Anneke en mijn dochter Ramona en zoon Daniël. Meerdere malen heb ik een beroep op jullie moeten doen om af te reageren of om tijdens moeilijke omstandigheden te kunnen relativeren. Jullie steun en begrip is van doorslaggevend belang geweest om deze mijlpaal in mijn wetenschappelijke carrière te kunnen bereiken.

Ik heb gezegd.

Referenties

[Bor84] D.T. Borup and O.P. Gandi, *Fast Fourier Transform method for Calculation of SAR distributions in finitely discretized inhomogeneous models of biological bodies*, pp. 355-360, IEEE Trans. Microwave Theory Tech,. Vol. MTT-32, No. 4, 1984.

[EC89] Official Journal of the European Communities, *Richtlijn van de Raad betreffende de onderlinge aanpassing van de wetgeving der Lid-Staten inzake elektromagnetische compatibiliteit*, Council Directive 89/336/EEC/, L139, 1989.

[Ell93] Robert S. Elliottt, *Electromagetics, History, Theory and Applications*, IEEE Press, New York, 1993.

[GR97] Gezondheidsraad Commissie Radiofrequente straling, *Radiofrequente elektromagnetische velden (300Hz - 300GHz)*, Rijswijk:Gezondheidsraad, 1997, Publikatienummer 1997/01.

[Har99] L. Hardell, A. Näsman, A. Påhlson, A. Hallquist and K.H. Mild, *Use of cellular telephones and the risk for brain tumors: a case-control study*, International Journal of Oncology, (to be publised).

[Hor98] F. B.M. van Horck, *Electromagnetic Compatibility and Printed Circuit Boards*, Proefschrift, Technische Universiteit Eindhoven, 4 juni 1998, promotoren P.C.T. van der Laan en P.J. Degauque, copromotor A.P.J. van Deursen.

[IEC89] International Electrotechnical Vocabulary, *Electromagnetic Compatibility*, Chapter 161, IEC publicatie 50(161), Genève, 1989.

[LoV99] J.LoVetri, A.T.M. Wilbers and A.P.M. Zwamborn, *Microwave Interaction with a Personal Computer: Experiment and Modeling*, pp. 203-206, 13th International Zürich symposium on EMC , Zürich, 16-18 February 1999.

[Max54] J.C. Maxwell, *A Treatise on Electricity and Magnetism*, Third Edition, Dover Publications, New York, 1954.

[NRPB99] National Radiological Protection Board (NRPB), *NRPB Response Statement - Swedish Study on Mobile Phones and Brain Cancer Risks*, Internet: http://www.nrpb.org.uk/R6-99.htm.

[Tij91] A.G. Tijhuis and Z.Q.Peng, *Marching-on-in-frequency method for solving integral equations in transient electromagnetic scattering*, pp. 347-355, IEE Proc. H, Vol. 138, No. 4, Augustus 1991.

[Tij96] A.G. Tijhuis, *Elektromagnetisme: van storing tot impuls*, Intreerede Technische Universiteit Eindhoven, 1996.

[Tij97] A. Tijhuis, K. Belkebir, P. Zwamborn and A. Rubio Bretones, *Marching on in Anything: Solving Electromagnetic Field Equations with a Varying Physical Parameter*, Proceedings of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 97), Torino, Italy, September 15-18, 1997, pp. 175-178

[WHO93] World Health Organisation (WHO), *Electromagnetic fields (300 Hz - 300 GHz)*, Geneve, 1993, (Environmental Health Criteria 137).

[Zwa91] A.P.M. Zwamborn, *Scattering by Object with Electric Contrast*, Delft Univerity Press , Delft, 1991.

Levensbericht



Peter Zwamborn werd op 13 oktober 1963 geboren in Schiedam. Na het behalen van zijn diploma Atheneum β aan de Scholengemeenschap Spieringshoek in Schiedam studeerde hij elektrotechniek aan de Technische Universiteit Delft. Na het behalen van het getuigschrift van elektrotechnisch ingenieur in 1987 is hij als assistent in opleiding begonnen aan zijn promotieonderzoek aldaar. Onder leiding van prof.dr.ir. P.M. Van den Berg verrichtte hij onderzoek aan de modellering van elektromagnetische verstrooiing aan driedimensionale sterk inhomogene diëlektrische objecten. In juni 1991promoveerde hij cum laude op dit onderwerp. Na zijn promotie heeft hij zijn militaire dienstplicht bij de Koninklijke Marine vervuld als reserve officier. Gedetacheerd bij TNO Fysisch en Elektronisch Laboratorium (TNO-FEL) was hij betrokken bij de ontwikkeling van de Phased Array Radar APAR. In 1993 trad hij in dienst van TNO-FEL als wetenschappelijk medewerker in de groep Elektromagnetische Effecten. In september 1993 heeft hij, tijdens de URSI General Assembly in Kyoto Japan, de Young Scientist Award ontvangen.

In 1994 is hij voor een periode van drie maanden Visiting Scholar geweest bij de University of Delaware, Newark, DE, USA. In 1995 werd hij programmaleider Elektromagnetische Effecten en sinds maart 1997 is hij groepsleider EOV en EM-Effecten bij TNO-FEL. Sinds 1995 is hij bestuurslid van het Nederlands Elektronica en Radiogenootschap en sinds 1999 is heeft hij binnen het NERG de functie van programmamanager. Hij is in 1996 lid geweest van de Commissie Radiofrequente straling (300Hz-300GHz) van de Gezondheidsraad. In 1999 is hij lid geworden van de Commissie Radiofrequente straling (0,4 Hz-300Hz) van de Gezondheidsraad. Vanaf 15 september 1998 is hij deeltijdhoogleraar Elektromagnetische Effecten aan de Technische Universiteit Eindhoven.

A feasibility study to detect defects in artificial heart valves

E.S.A.M. Lepelaars[1], **A.G. Tijhuis**[2] **& W.D.R. van Ooijen**[3],

[1] TNO Physics and Electronics Laboratory, The Hague, The Netherlands,
[2] Eindhoven University of Technology, Eindhoven, The Netherlands,
[3] KPN Telecom, The Hague, The Netherlands.

Abstract: The possibility of detecting mechanical defects in certain types of heart valves by pulsed electromagnetic waves is studied by investigating a simplified model configuration via computational simulations. The model consists of a circular thin wire embedded in a homogeneous, dispersive dielectric. To model a possible defect, the wire is considered either closed, interrupted or loaded with an impedance. An electric current along the wire is generated by a delta-gap voltage, an external magnetic dipole or by a secondary current loop. In the latter case the complete coupling problem of the two loops is considered. For the various cases, integral equations for the total current along the wire were formulated and solved numerically. The results indicate that, for a suitable excitation, the presence of a defect may have a significant effect on the late-time decay rate of this current. Based on this principle, it may be possible to remotely detect the status of an artificial heart valve.

1 Problem definition

In recent years, it has been established that the minor outlet closure strut in certain artificial heart valves may suffer from mechanical defects. These defects appear as cracks or fractures near the junction of a leg of this strut with the main ring of the device. As a consequence, the valve occluder may escape from the device, which subjects the patient to a lethal risk. In The Netherlands, between 1979 and 1986, the heart valves of 2303 patients were replaced by this type of artificial heart valve. An epidemiological study [3] found 42 strut fractures during mean follow up of 6.6 years, while a non-destructive evaluation of 24 representative explanted valves showed single-leg fractures in seven and fatigue changes in two of them [7]. Fig. 1 shows a photograph of a typical valve from two different viewpoints. Fig. 2 shows images of applying scanning electron microscopy to a fractured leg. These images were previously published in [7].





Figure 1: *Photographs of both sides of a typical heart valve, where the occluder and the major and minor struts are clearly visible.*

In view of this development, several research groups were approached with the question whether, from their expertise, it would be possible to develop techniques for assessing the quality of existing heart valves implanted in patients. This paper presents a feasibility study towards using pulsed electromagnetic waves for this purpose. The principal difficulty with generating electromagnetic effects in a biological environment is that blood and live tissue are highly dispersive, and, therefore, extremely lossy. This means that any measurement will definitely have to be invasive, e.g., via a catheter. Even in such circumstances, it seemed doubtful whether a significant

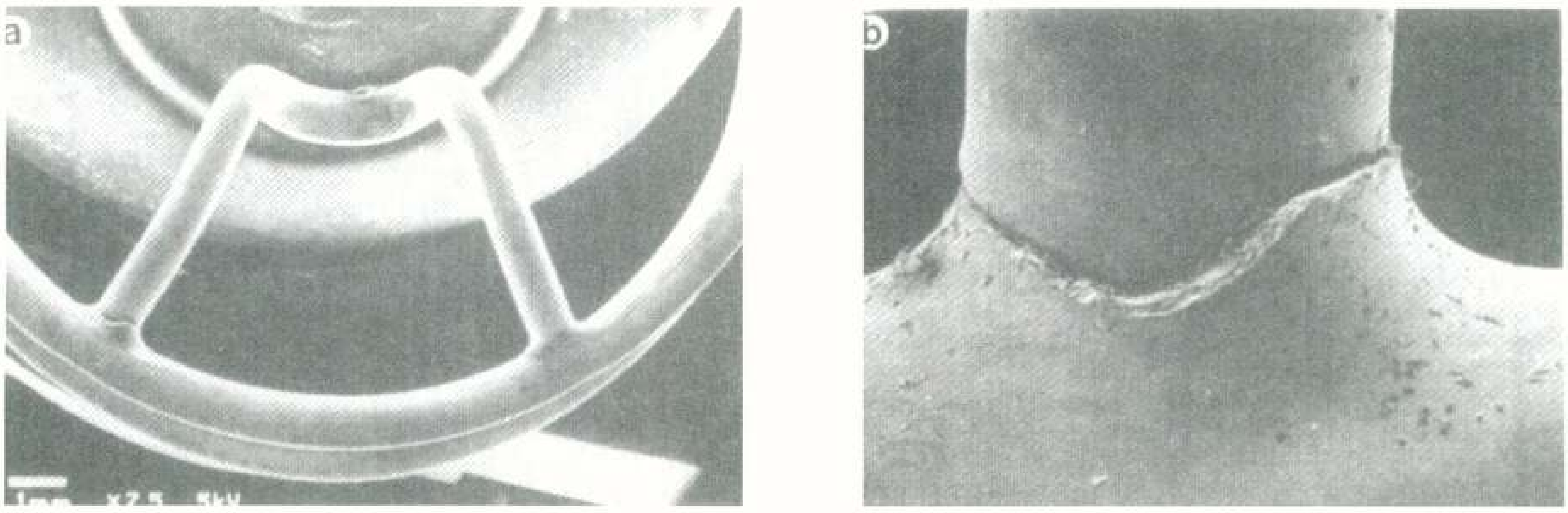


Figure 2: *SEM images of a typical heart valve with a fractured leg.*

electromagnetic effect can be generated and measured. To investigate this, it was decided to first model a simplified but representative configuration with the aid of computational techniques.

The model should have at least the following characteristic features of an artificial heart valve: (i) a loop of highly conducting material representing the metal parts; (ii) the choice between closing the loop completely (perfect valve), including a resistive load (fatigue, partial fracture), or an interruption (complete fracture); (iii) an environment with representative material properties. A simple model satisfying these conditions is a circular wire embedded in a homogeneous dielectric medium. An electric current along the wire is excited by a delta-gap voltage pulse or by a transient field. The wire is assumed to be thin enough that the thin-wire approximation may be applied. We consider voltage excitation directly on the wire, and remote excitation by a pulsed magnetic point dipole. It turns out that the delta-gap voltage and the magnetic dipole induce an almost stationary current at late times, with a decay rate that is indicative of the quality of the loop.

The model of a single loop is a considerable simplification of the actual situation. In particular, the problem of detecting the late-time behavior of the current is not addressed. A logical next step is to replace the magnetic dipole, which may be envisaged as a small current loop with an externally impressed current that is switched on at $t = 0$, by a larger loop excited by a delta-gap voltage source, and to study the current in both loops. The secondary loop is excited by a Gaussian voltage pulse. Since this loop is assumed to be perfect, a step-like current is generated which indeed causes an electric field resembling the dipole field used above. The results indicate that it indeed may be possible to use a secondary loop for the remote induction and detection of the desired current.

2 The circular loop

2.1 Pocklington's equation for the circular thin wire

The electromagnetic field problem of determining the total current along a circular thin wire is a fundamental and classical problem in electromagnetic theory. A straightforward way of handling this problem is by assuming a uniform current along the loop [5, p. 93]. However, the assumption of a uniform current is unrealistic when the current contains short wavelengths in comparison with the loop's circumference. Therefore, we consider the integral equation for the total current that flows along the surface of a perfectly conducting thin wire and we use thin-wire approximations.

The coordinates as specified in Fig. 3 have been used. In particular, the coordinate $\varphi \in [0, 2\pi]$ describes the circumference of the loop. The loop has a radius b and its cross-section is circular with radius a. The frequency-domain current $I(\varphi, \omega)$ relates to its time-domain counterpart by a Fourier transformation as follows:

$$I(\varphi, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathcal{I}(\varphi, t)\exp(i\omega t)dt, \qquad \mathcal{I}(\varphi, t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} I(\varphi, \omega)\exp(-i\omega t)d\omega. \tag{1}$$

This current is either generated by an impressed voltage $V(\omega)$ in a small gap at $\varphi = \varphi_{\text{gap}}$ or by an incident field

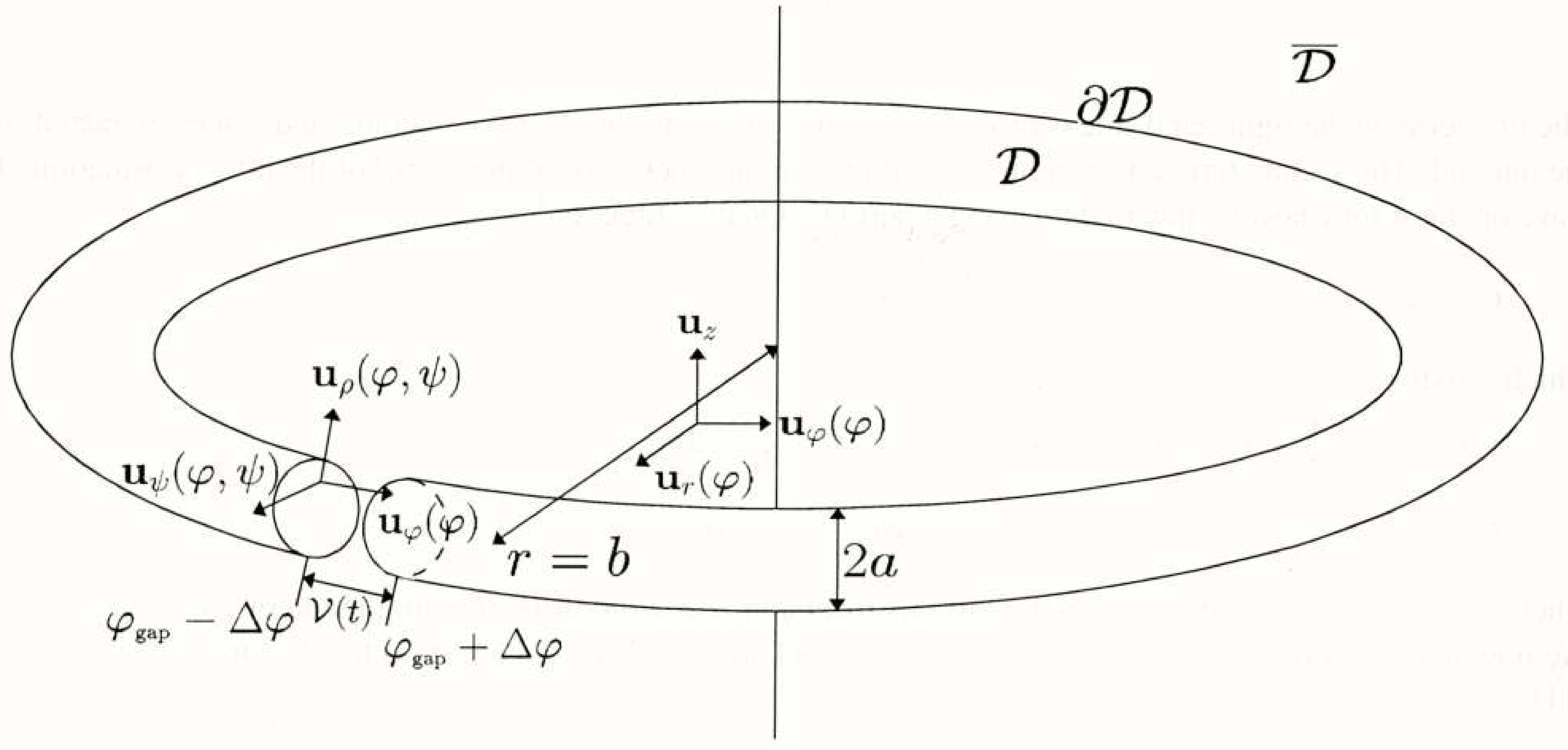


Figure 3: *Coordinate system in the configuration under consideration.*

$E^i(\varphi,\omega)$. In analogy with the straight thin wire, [9], [11], the resulting integral equation that relates the current along the wire with the sources V and E^i is referred to as Pocklington's equation:

$$\int_0^{2\pi} I(\varphi',\omega)\left(\frac{1}{b^2}\partial_\varphi^2 + k^2\cos(\varphi-\varphi')\right)\frac{\exp[ikR_a(\varphi-\varphi')]}{4\pi R_a(\varphi-\varphi')}bd\varphi'$$

$$= i\omega\varepsilon\left[\frac{1}{b}V(\omega)\delta(\varphi-\varphi_{\text{gap}} \bmod 2\pi) + E^i(\varphi,\omega)\right], \quad 0 \le \varphi \le 2\pi, \tag{2}$$

where

$$R_a(\varphi-\varphi') = \sqrt{a^2 + b^2|\mathbf{u}_r(\varphi) - \mathbf{u}_r(\varphi')|^2} = \sqrt{a^2 + \left(2b\sin\left(\frac{\varphi-\varphi'}{2}\right)\right)^2} \tag{3}$$

is an approximated distance between a point $\mathbf{r} = b\mathbf{u}_r(\varphi)$ on the central axis of the loop and a point $\mathbf{r}' = b\mathbf{u}_r(\varphi') + a\mathbf{u}_\rho(\varphi',\psi')$ on the surface of the loop

In Eqn. (2) δ is the Dirac delta distribution, ε is the permittivity of the medium surrounding the wire and $k = \omega/c$ is the wave number. Pocklington's equation is valid under the condition that the frequency content of the exciting source is such that $|ka/2| \ll 1$ for all frequencies that are of interest in the analysis. A detailed derivation of Pocklington's equation for the circular thin wire can be found in [6].

2.2 Hallén's equation for the circular thin wire

A straightforward way to calculate the current on the wire consists of evaluating the differentiations with respect to φ in the operator $[\partial_\varphi^2/b^2 + k^2\cos(\varphi-\varphi')]$ explicitly, subsequently discretizing the resulting convolution equation and finally applying a DFT. However, this strongly magnifies the almost singular behavior of the kernel at $\varphi' = \varphi$, which may give rise to numerical problems. As an alternative, the operator is inverted in closed form. To this end the differential operator is decomposed as follows:

$$\frac{1}{b^2}\partial_\varphi^2 + k^2\cos(\varphi-\varphi') = \left[\frac{1}{b^2}\partial_\varphi^2 + k^2\right] - k^2\left[1-\cos(\varphi-\varphi')\right]. \tag{4}$$

we cannot follow the same steps to obtain the electric current. Instead, the Conjugate-Gradient FFT method is used to solve this system. For the calculations, the current is generated by a Gaussian voltage pulse, whose temporal behavior is given by

$$\mathcal{V}(t) = \exp\left[-\left(\frac{t-t_0}{t_p}\right)^2\right]. \tag{14}$$

The width of the pulse is represented by t_p and t_0 is the instant where $\mathcal{V}(t)$ attains its maximum value $\mathcal{V}(t_0) = 1$. In all cases we have used $t_0 = 4t_p$ so that the Gaussian pulse may be assumed to be causal. Figure 5 shows a comparison of the currents along a closed and an open thin circular wire. By comparing the results in Fig. 5, it is

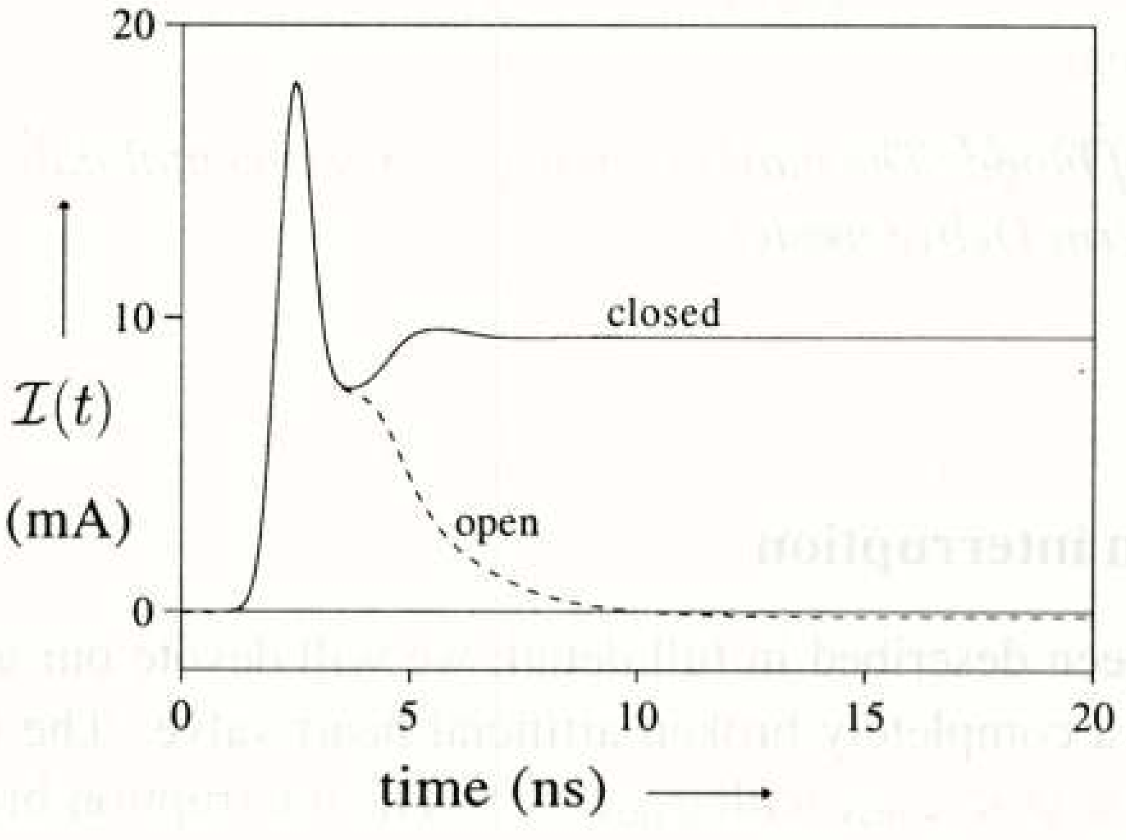


Figure 5: *Currents along the open and closed circular wire. Dimensions of the loop are:* $a = 0.5$ mm, $b = 2.0$ cm. *Number of segments:* 64, *excitation point:* $\varphi = -\pi/4$ rad, *observation point:* $\varphi = 0$ rad, $\varphi_{opening} = \pi/180$ rad. *Parameters of the Gaussian voltage pulse:* $t_0 = 4t_p = 2.0$ *ns.*

observed that, as long as the reflections at the end faces of the open wire do not influence the currents, both signals are identical. However, a significant difference is observed at later times. Namely, the current along the closed wire contains a stationary component which is not present along the open wire. Additional calculations show that, for a closed loop, a stationary current remains with strength

$$\lim_{t\to\infty} \mathcal{I}(\varphi, t) = \left[V(\omega=0) + \int_0^{2\pi} E^i(\varphi, \omega=0)bd\varphi\right] \bigg/ \left[b\mu_0 \int_0^{\pi} \frac{\cos\varphi}{R_a(\varphi)} bd\varphi\right]. \tag{15}$$

Note that the stationary current does not depend on the permittivity of the surrounding medium and that, if no incident field is present, the stationary current is proportional to the time integral

$$V(\omega=0) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathcal{V}(t)dt. \tag{16}$$

The stationary value as observed in Fig. 5 is in accordance with the theoretical value of (15).

4.2 Resistively loaded circular loop

As a next step we considered the circular loop with a resistive load to model fatigue or a partial fracture. By introducing the load Z_{load} at $\varphi = \varphi_{\text{load}}$, Hallén's equation is written as

$$\int_0^{2\pi} I(\varphi',\omega)\frac{\exp[ikR_a(\varphi-\varphi')]}{4\pi R_a(\varphi-\varphi')}bd\varphi' = -i\omega\varepsilon b\Bigg[V(\omega)G\left(\varphi-\varphi_{\text{gap}},kb\right)$$

$$-Z_{\text{load}}I(\varphi_{\text{load}},\omega)G(\varphi-\varphi_{\text{load}},kb)+\int_0^{2\pi}G\left(\varphi-\varphi',kb\right)E^i(\varphi',\omega)bd\varphi'\Bigg]$$

$$-(kb)^2\int_0^{2\pi}G\left(\varphi-\varphi',kb\right)d\varphi'\int_0^{2\pi}I(\varphi'',\omega)[1-\cos(\varphi'-\varphi'')]\frac{\exp[ikR_a(\varphi'-\varphi'')]}{4\pi R_a(\varphi'-\varphi'')}bd\varphi''. \tag{17}$$

All the integrals in this equation are over intervals $[0, 2\pi]$ and the unknown functions $F_\pm$ are absent. However, the circular symmetry is now broken because of the presence of the load. Therefore, for the numerical implementation again the CG-FFT method has been used. Results of these computations are shown in Fig. 6. It should be noted that

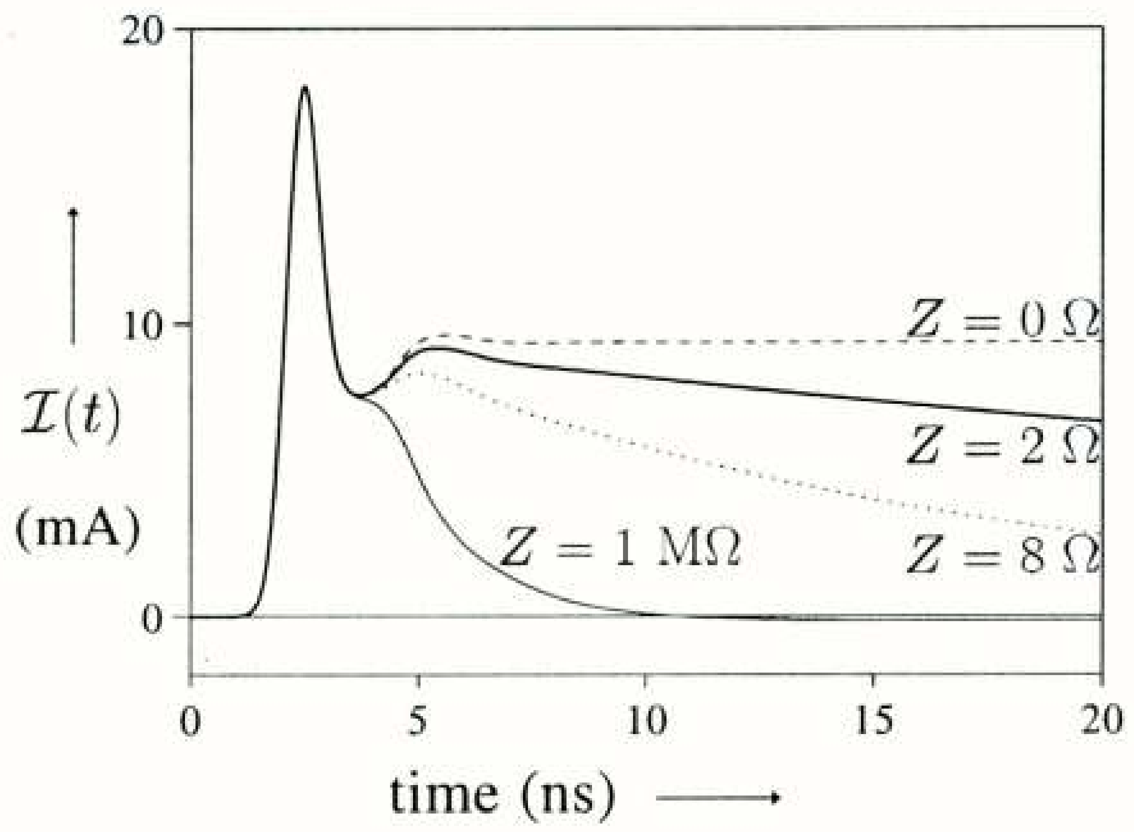


Figure 6: *Current along the loaded circular wire. Dimensions of the loop are:* $a = 0.5$ mm, $b = 2.0$ cm. *Number of segments:* 64, *excitation point:* $\varphi = -\pi/4$ rad, *observation point:* $\varphi = 0$ rad, *position of load:* $\varphi = \pi$ rad. *Parameters of the Gaussian voltage pulse:* $t_0 = 4t_p = 2.0$ *ns.*

the chosen impedance Z_{load} is independent of frequency but the treatment is directly generalizable to frequency-dependent loads. The configuration with a load of 0 Ω is identical to a completely closed circular wire which is confirmed when Fig. 6 is compared with Figure 5. A similar observation applies to the situation where the wire is loaded with an impedance of 10^6 Ω in comparison to the open circular wire. The most interesting behavior is observed when $Z_{\text{load}} = 2\ \Omega$, and $Z_{\text{load}} = 8\ \Omega$. In that case, the current exhibits an exponentially decaying behavior at late times, with a decay rate that is indicative of the value of Z_{load}. Provided that a partial fracture can indeed be modeled by a resistive load, this means that the quality of the loop can be assessed from this late-time behavior or, equivalently, from the low-frequency behavior of the generated current.

4.3 Dipole excitation

As a logical next step towards remote excitation and detection, we now consider the current along a loaded loop which is generated by a magnetic dipole or by a small circular electric current loop. It can be shown, see for example [8], that the electromagnetic field of a very small current loop and the electromagnetic field of a magnetic dipole are almost identical if the dimensions are chosen properly. Suppose that the radius b of a current loop with strength $I_e(\omega)$ is much smaller than the wavelength and that the center of the loop is positioned in $\mathbf{r}_p$ with

the normal of the plane in which the loop is positioned pointing in the $\mathbf{u}_d$ direction. The generated field is then identical to the field of a short magnetic dipole located in $\mathbf{r}_p$ with length ℓ, strength $I_m(\omega)$ and pointing in the $\mathbf{u}_d$ direction provided that

$$-i\omega\mu_0\pi b^2 I_e(\omega) = \ell I_m(\omega). \tag{18}$$

We henceforth use the magnetic dipole whose magnetic current density is given by

$$\mathbf{J}_m(\mathbf{r},\omega) = \ell I_m(\omega)\delta(x-x_p)\delta(y-y_p)\delta(z-z_p)\mathbf{u}_d, \tag{19}$$

where the vector $\mathbf{u}_d$ has unit length. For $\mathbf{r} \neq \mathbf{r}_p$ The electromagnetic field is given by

$$\mathbf{H}(\mathbf{r},\omega) = \frac{i}{\omega\mu_0}\left[k^2\mathbf{A}_e(\mathbf{r},\omega) + \nabla(\nabla\cdot\mathbf{A}_e(\mathbf{r},\omega))\right],$$

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},\omega) = -\nabla\times\mathbf{A}_e(\mathbf{r},\omega). \tag{20}$$

The electric vector potential $\mathbf{A}_e(\mathbf{r},\omega)$ is given by

$$\mathbf{A}_e(\mathbf{r},\omega) = \ell I_m(\omega)\frac{\exp(i\omega R_p/c)}{4\pi R_p}\mathbf{u}_d \tag{21}$$

with $R_p = |\mathbf{R}_p|$ and $\mathbf{R}_p = \mathbf{r} - \mathbf{r}_p$. In particular we find for the electric field that

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},\omega) = \ell I_m(\omega)\frac{\exp(i\omega R_p/c)}{4\pi R_p^3}\left(1-\frac{i\omega R_p}{c}\right)\mathbf{R}_p\times\mathbf{u}_d. \tag{22}$$

This electric field is used as an incident field for the resistively loaded circular loop. The result is shown in Fig. 7 for a Gaussian magnetic current pulse. This figure shows the effect on the current when an impedance is

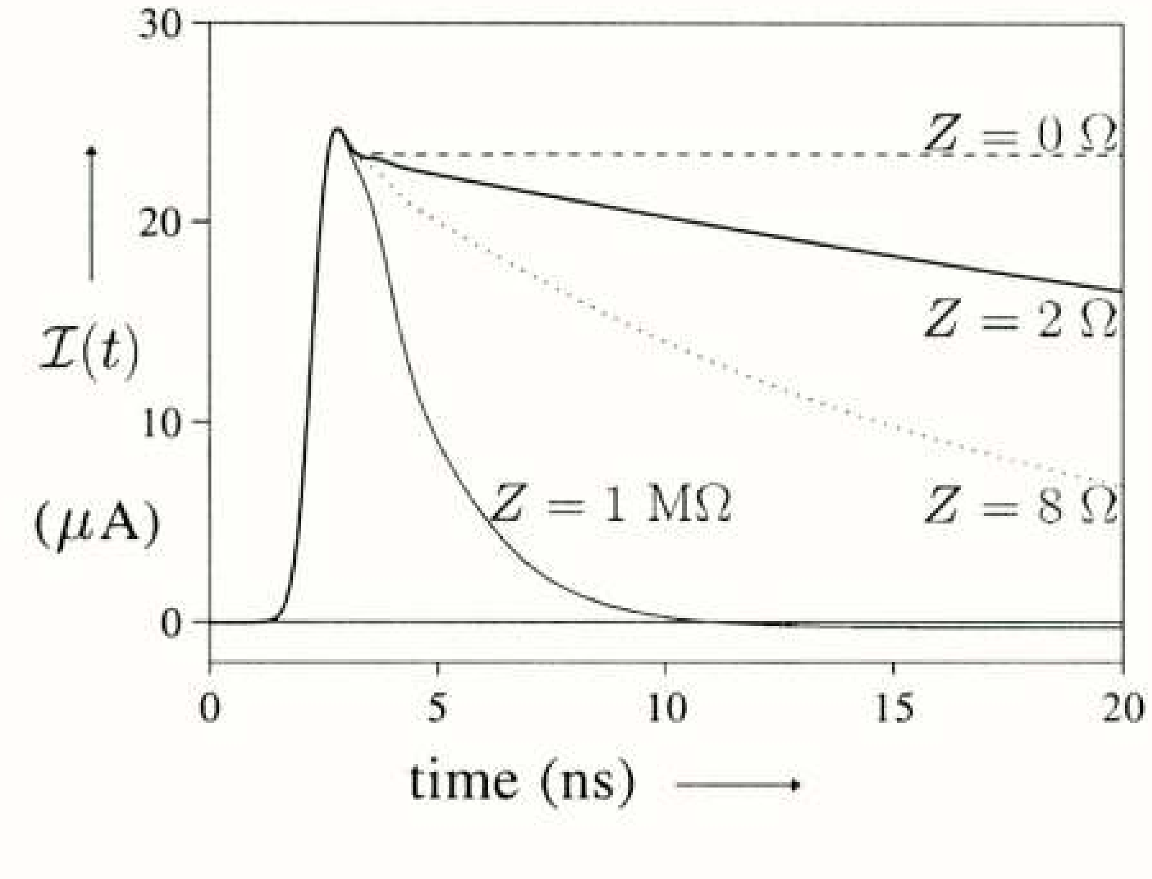


Figure 7: *Current along a loaded circular wire. The wire is excited by a magnetic point dipole with Gaussian current* $I_m(\omega) = (4\pi b^3/\ell)\exp[-((t-t_0)/t_p)^2]$ *with* $t_0 = 4t_p = 2.0$ ns, *located in the origin and pointing in the negative z-direction. Dimensions of the loop are:* $a = 0.5$ mm, $b = 2.0$ cm. *Number of segments:* 64, *observation point:* $\varphi = \pi/8$ rad.

introduced in the closed wire. When this impedance is zero, the situation is identical to the completely closed wire. A large impedance approximates the situation where the wire has an interruption. Again, we observe that the introduction of an impedance causes an exponential decay in the current along the wire. This decay increases when the impedance increases.

4.4 Two coupled wires

Finally, we investigate whether it is possible to simultaneously excite and detect the current along the wire representing the artificial heart valve by using a second ring as a transmitting and receiving antenna. This idea is based upon results obtained in the previous subsection. It turned out to be possible, by means of a magnetic point dipole, to generate a current along the circular wire which significantly depends upon the status of the wire. The magnetic point dipole involved was excited by a Gaussian-shaped magnetic current density. Although a magnetic point dipole is fictitious, the effect caused by such a dipole can be realized by switching on a small current loop. As observed, a similar effect occurs when a circular wire is excited by a Gaussian-shaped delta-gap voltage. In principle, it should therefore be possible to generate similar effects with a second circular wire. As a consequence, the radiated field generated by this wire will depend on the status of the wire. Since the wire representing the artificial heart valve is also circular, the radiated field originating from this wire will in turn influence the current along the second circular wire, i.e., the antenna. Based on the shape of the current along the second circular wire, it should therefore be possible to predict the status of the wire representing the artificial heart valve.

Let us consider two perfectly conducting circular wires ($j = 1, 2$). The first wire ($j = 1$), representing the heart valve, is placed in the plane $z = 0$ with its center in the origin of a three-dimensional cylindrical coordinate system. The second wire ($j = 2$) is placed in the plane $z = d$ with its center in the point $d\mathbf{u}_z$. Circular wire j has radius b_j where its circular cross-section has radius a_j and each of the circles may contain an impedance load Z_j. The current $I_j(\varphi, \omega)$ may be generated either by an incident field $\mathbf{E}_j^i$ or by a delta-gap voltage excitation $V_j(\omega)$. The coupling between the two wires is taken into account by considering the generated field of one wire to be the incident field of the other wire. For this configuration a set of two coupled Hallén's equations is obtained with both current distributions as unknowns. After discretization, again the CG-FFT method has been applied to solve the resulting system of equations. Fig. 8 shows the current along both wires for a representative configuration in blood where the distance between the wires is $d = 1.0$ cm. As expected, the current along wire 1 critically depends on

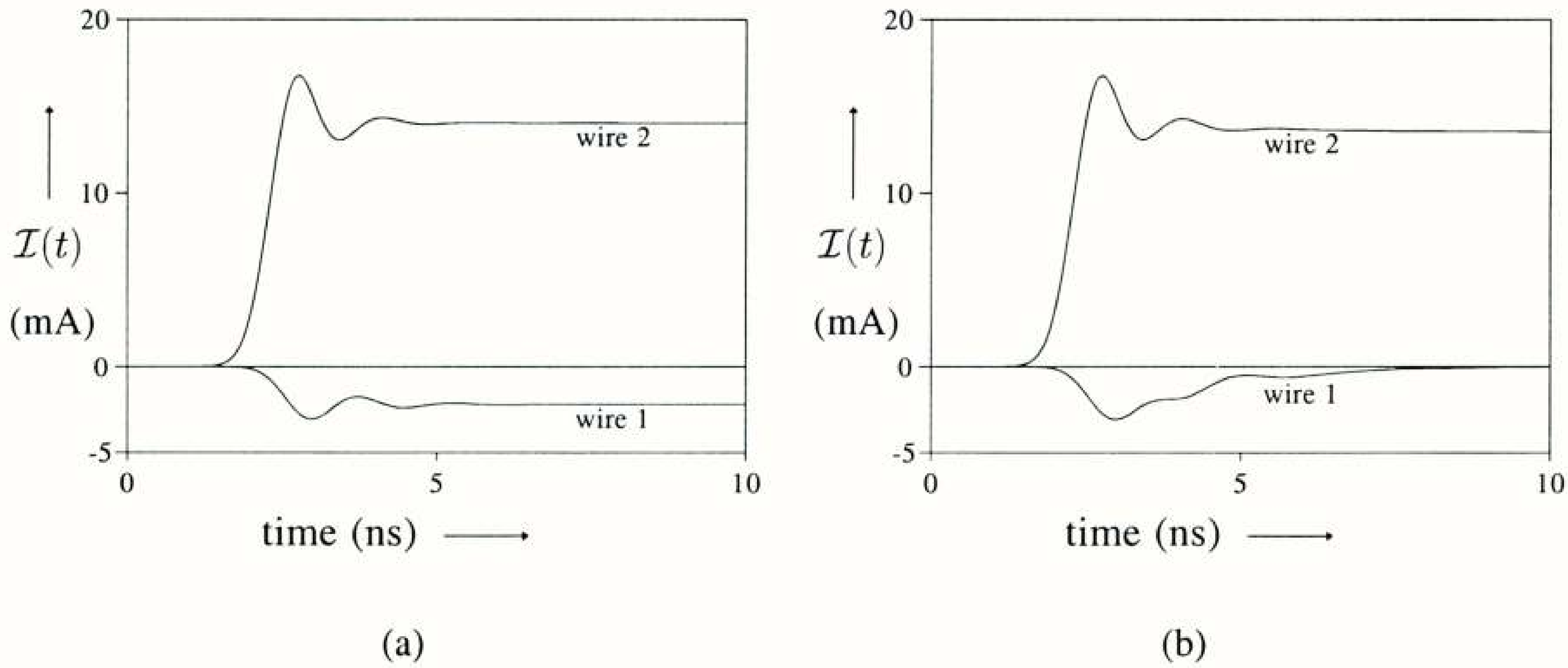


Figure 8: *Current along the coupled circular wires. Parameters of wire 1:* $a_1 = 0.5$ mm, $b_1 = 2.0$ cm, $Z_1 = 0\ \Omega$ *(a) and* $Z_1 = 10^6\ \Omega$ *(b),* $\varphi_{load,1} = \pi$ rad, $V_1 = 0$, $\varphi_{obs,1} = \pi/2$ rad. *Parameters of wire 2:* $a_2 = 0.5$ mm, $b_2 = 1.5$ cm, $d = 1.0$ cm, $Z_2 = 0\ \Omega$, V_2 *is a Gaussian current pulse with* $t_0 = 4t_p = 2.0$ ns *positioned at* $\varphi = 0$ rad, $\varphi_{obs,2} = \pi/2$ rad. *To discretize the problem both wires have been subdivided in 64 segments.*

the load Z_1 but hardly any difference is noticeable for the current along wire 2. By decreasing the distance d to 2.5 mm, the effect is more pronounced, see Fig. 9. Especially when we regard the difference in current along wire 2 with the configuration of a 1 MΩ load, the decay rate for the various loads is clear and may therefore serve as a discriminator for the quality of wire 1.

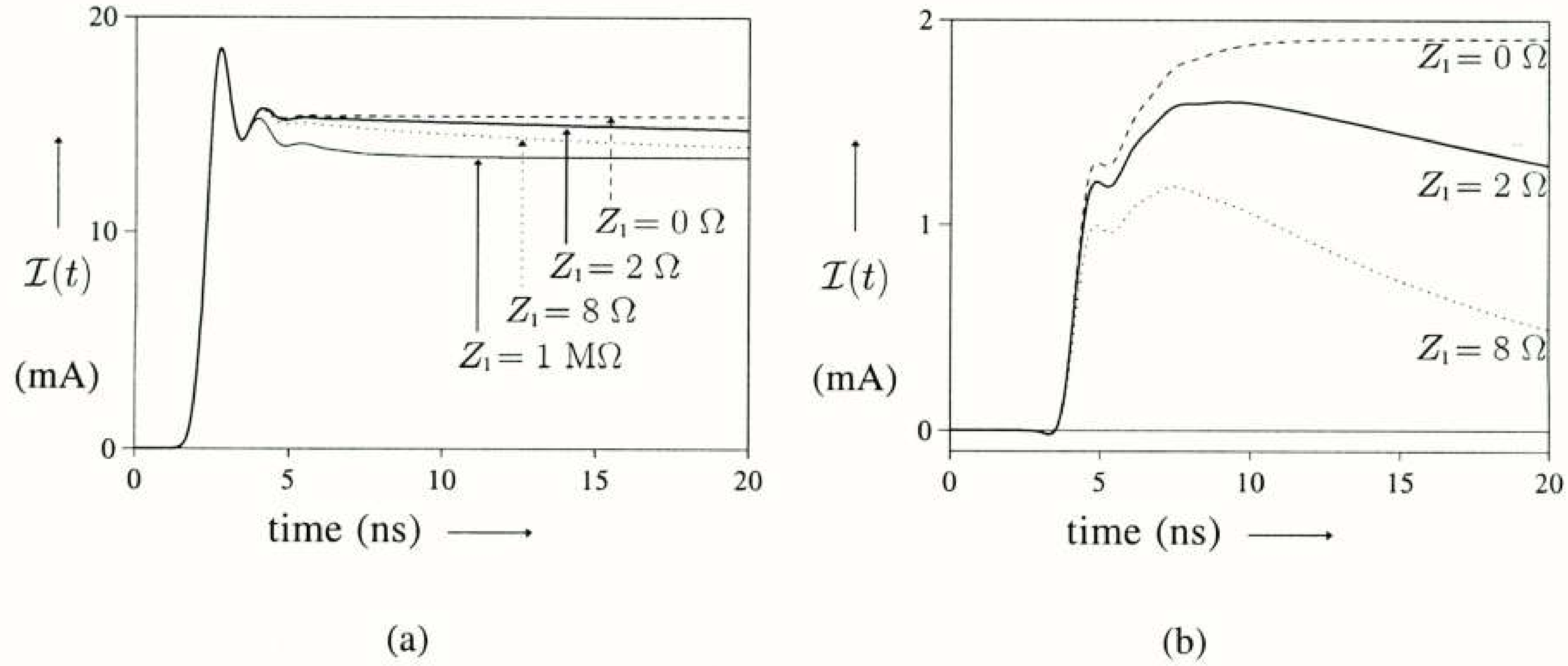


Figure 9: *Current along wire 2 for various loads Z_1 (a) and the difference in current with the situation where $Z_1 = 10^6\ \Omega$ (b). The distance between the wires is $d = 2.5$ mm, other parameters are the same as in Fig. 8.*

5 Conclusion

We have studied the possibility of detecting mechanical defects in certain artificial heart valves by investigating a simple model configuration via computational simulations. The model consists of a circular thin-wire segment embedded in a homogeneous, dispersive, dielectric medium. To represent the characteristic features of an artificial heart valve, three specific configurations containing such a thin wire were considered.

In all three cases the mathematical formulation proceeded in the same way. Starting from the integral relation for the electric field we derived a one-dimensional integral equation for the current along the thin-wire segment. However, from a computational point of view, the operator in this Pocklington-type equation could cause numerical problems. To avoid these problems we used a Green's function technique to invert this operator in closed form. Thus, we obtained two different versions of the Hallén-type integral equation for the open and closed circular wire, respectively. The introduction of an impedance into the wire did not lead to a completely new equation; it was accounted for by including an extra term in the equation for the closed wire. Since these Hallén-type equations could not be solved analytically, the unknown current was determined numerically.

For the excitation, different possibilities were considered. First we investigated a delta-gap voltage excitation. A significant difference was observed in the late-time behavior of the currents in the configurations representing the extremes. For the completely closed wire, the current contained a stationary component which was not present for the interrupted wire. The introduction of an impedance into the circular wire resulted in an exponential decay of the current along the wire. The rate of this decay increases for an increasing impedance. On the basis of these characteristic differences it seems possible to distinguish a perfect heart valve from a broken one. However, these results were obtained using a delta-gap voltage, which from a physical point of view may not be realizable. Subsequently, we therefore considered the case where the circular wire was excited by a more realistic source like a magnetic point dipole. The same significant effect in the late-time behavior of the current along the wire was noticed as in the case of a delta-gap excitation.

Next, the problem of detecting this difference in late-time behavior was addressed. To this end, the magnetic dipole was replaced by a secondary loop excited by a voltage source. Our expectation that such a loop may then serve as a transmitting as well as a receiving antenna was confirmed by the results.

In this paper, we have considered relatively simple models of the artificial heart valve. The theoretical computations for this method indicate that it may be possible to detect fractures in artificial heart valves. It seems possible to continue this study by modeling more realistic geometries. However, because of the large number of assumptions in the present model, it may be preferable to obtain some experimental validation of the results obtained thus far before such a generalization is attempted.

References

[1] C.H. Durney et al., *Radiofrequency Radiation Dosimetry Handbook (Third Edition)*, Electrical Engineering Department, The University of Utah, Salt Lake City, Utah 84112, Prepared for USAF School of Aerospace Medicine, pp. 36–41 (August 1980).

[2] K.R. Foster and H.P. Schwan, "Dielectric Properties of Tissues" in C. Polk and E. Postow (ed.), *CRC Handbook of Biological Effects of Electromagnetic Fields*, CRC Press, Boca Raton, Florida, pp. 27–96 (1986).

[3] Y. van der Graaf, F. de Waard, L.A. van Herwerden, and J.J. Defauw, "Risk of Strut Fracture of Björk-Shiley Valves", *Lancet*, Vol. 339, pp. 257–261 (Feb. 1992).

[4] E. Hallén, "Theoretical Investigations into the Transmitting and Receiving Qualities of Antennae", *Nova Acta Regiae Societatis Scientiarum Upsaliensis*, Vol. 11, No. 4, pp. 1–44 (Nov. 1938).

[5] R.F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, McGraw-Hill, New York (1961).

[6] E.S.A.M. Lepelaars, *Transient Electromagnetic Excitation of Biological Media by Circular Loop Antennas*, Ph.D. Thesis, Eindhoven University of Technology (May 1997).

[7] B.A. de Mol, M. Kallewaard, R.B. McLellan, L.A. van Herwerden, J.J. Defauw and Y. van der Graaf, "Single-Leg Strut Fractures in Explanted Björk-Shiley Valves", *The Lancet*, Vol. 343, pp. 9–12 (Jan. 1994).

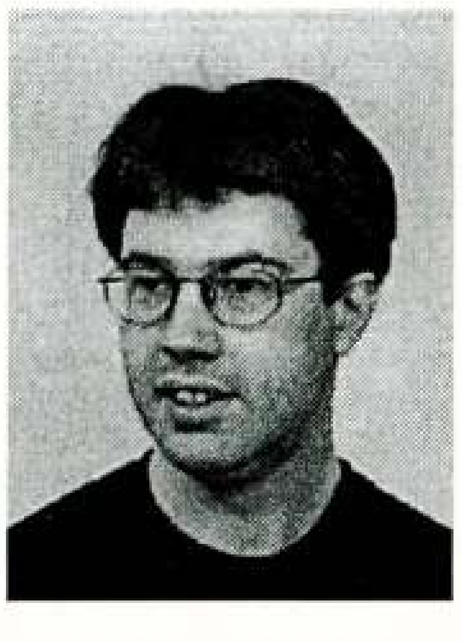
[8] W.D.R. van Ooijen, "On the Feasibility of Detecting Defects in Artificial Heart Valves," M.Sc. Thesis, Eindhoven University of Technology, TTE Division, No. EM–8–96, 1996.

[9] H.C. Pocklington, "Electrical Oscillations in Wires", *Proc. Cambr. Phil. Soc.*, pp. 324–333 (Oct. 1897).

[10] A.S. Presman and F.A. Brown Jr. (ed.), *Electromagnetic Fields and Life*, Plenum Press, New York (1970).

[11] A.G. Tijhuis, Z.Q. Peng and A. Rubio Bretones, "Transient Excitation of a Straight Thin-Wire Segment: a New Look at an Old Problem", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 40, No. 10, pp. 1132–1146 (Oct. 1992).

About the author



Eugène S.A.M. Lepelaars was born in Best, The Netherlands, on March 18, 1967. In 1992 he graduated in applied mathematics and he received his Ph.D. degree from the Department of Electrical Engineering, both at the Eindhoven University of Technology, Eindhoven, The Netherlands. In 1997 he was a post-doc at the University of Delaware, Newark, U.S.A., where he worked on multi-criteria optimization of antenna arrays. Since April 1998 he is with the section Electromagnetic Effects of the TNO Physics and Electronics Laboratory, The Hague, The Netherlands.

Acknowledgment

The authors wish to thank Prof. Dr. Bas de Mol of the Department of Cardiopulmonary Surgery of the Academic Medical Center in Amsterdam for suggesting the subject concerning fractures in artificial heart valves. The research presented in this paper was financially supported through a research grant from The Netherlands Heart Foundation through project 44.064. This support is gratefully acknowledged.

DE CONDENSATOR-IMPEDANTIE NADER BESCHOUWD

G. Heideman, R. Brink en W. van Etten
Universiteit Twente, Faculteit Elektrotechniek
Postbus 217, 7500 AE Enschede
heideman@cs.utwente.nl

Samenvatting

In een eerdere bijdage in dit blad [1] is gesuggereerd, dat voor de impedantie van een condensator twee verschillende uitdrukkingen kunnen worden gevonden. Het blijkt dat slechts één van beide correct is, en bovendien blijkt dat die uitdrukking afwijkt van de klassieke waarde van die impedantie. Overigens wordt aangetoond, dat in vrijwel alle praktische situaties geen verschil gevonden wordt in vergelijking met de klassieke impedantie $1/(\mathrm{j}2\pi fC)$. Deze resultaten worden gevonden door toepassing van de theorie van de gegeneraliseerde functies; de belangrijkste operaties op gegeneraliseerde functies worden eerst geresumeerd.

1 Inleiding

Van der Wurf suggereert in zijn artikel [1], dat voor de impedantie van een condensator twee verschillende uitdrukkingen gevonden kunnen worden. Dat is, zoals we in deze bijdrage zullen aantonen, onjuist. De overige ongerijmdheden die de auteur vermeldt, blijken geen ongerijmdheden te zijn, maar komen voort uit het gebruik van niet-gedefinieerde operaties op gegeneraliseerde functies.

2 Voorwaarden voor de begrippen admittantie en impedantie

2.1 Basisbegrippen

Om tot een geschikte definitie van de impedantie en admittantie van een eenpoort te komen, beschouwen we een lineair, tijdinvariant systeem Ψ dat BIBO-stabiel is. We veronderstellen daarbij dat het systeem in $-\infty$ ontstaan is in de nultoestand. BIBO-stabiliteit betekent, dat een begrensde input $x(t)$ ook een begrensde output $y(t)$ oplevert. Een dergelijk systeem kan altijd als een convolutie geschreven worden, in de vorm van een Stieltjes-integraal over de stapresponsie; als de stapresponsie continu en overal linker- en rechterafgeleiden bezit, kan het systeem geschreven worden in de bekende vorm

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t-\tau)\,\mathrm{d}\tau \tag{1}$$

waarin h de afgeleide van de stapresponsie is, die als impulsresponsie aangemerkt wordt.

2.2 Definitie van impedantie en admittantie

Zo'n systeem heeft als eigenfuncties functies van de gedaante $\exp(st)$ (met $s = \alpha + \mathrm{j}2\pi f$) voor alle t, in het bijzonder ook $\exp(\mathrm{j}2\pi ft)$ voor alle t, ongeacht de keuze van f. Omdat dit laatste signaal begrensd is, geldt

$$\Psi(\exp(\mathrm{j}2\pi ft)) = H(f)\exp(\mathrm{j}2\pi ft), \qquad \text{voor alle } t, \tag{2}$$

waarbij de overdrachtsfunctie H (de eigenwaarde van het systeem bij frequentie f) voor iedere f begrensd is. We beschouwen nu een systeem met de genoemde eigenschappen, met één input e en twee outputs u en i, de spanning respectievelijk stroom door een eenpoort. Als de input gelijk is aan

$$e(t) = E\exp(\mathrm{j}2\pi ft), \qquad \text{voor alle } t. \tag{3}$$

Dan zal ook

$$u(t) = U(f)\exp(\mathrm{j}2\pi ft) \tag{4}$$

en

$$i(t) = I(f)\exp(\mathrm{j}2\pi f t) \tag{5}$$

voor alle t en waarin E de complexe amplitude is. De impedantie $Z(f)$ en admittantie $Y(f)$ van de eenpoort definiëren we dan als

$$Z(f) \triangleq \frac{U(f)}{I(f)} \tag{6}$$

$$Y(f) \triangleq \frac{I(f)}{U(f)} \tag{7}$$

voor iedere f waarvoor I respectievelijk U ongelijk aan nul is. Als we dus $e(t) = E$ kiezen ($f = 0$) dan zullen de stromen door condensatoren en spanningen over spoelen gelijk nul zijn. De impedantie van de condensatoren en de admittantie van de spoelen zijn dan niet gedefinieerd voor $f = 0$.

Admittantie en impedantie zijn elkaars inverse zodat geldt

$$Y(f) \cdot Z(f) = 1 \tag{8}$$

De admittantie van een ideale condensator is

$$Y(f) = \mathrm{j}2\pi f C \tag{9}$$

De uitdrukking voor de impedantie luidt dan

$$Z(f) = \frac{1}{\mathrm{j}2\pi f C}, \qquad \text{alleen voor } f \neq 0! \tag{10}$$

Laten we gegeneraliseerde functies toe, dan heeft de vergelijking

$$\mathrm{j}2\pi f C \cdot Z(f) = 1 \tag{11}$$

de oplossingen

$$Z(f) = \frac{1}{\mathrm{j}2\pi f C} + k \cdot \delta(f) \tag{12}$$

waarin k een willekeurige constante is, en δ de bekende Dirac-functie; want, zoals bekend is

$$f\delta(f) = 0 \tag{13}$$

Deze Dirac-functie komen we in de praktijk niet tegen, omdat we impliciet in zo'n geval met de admittantie $\mathrm{j}2\pi f C$ werken, tenzij de configuratie van het systeem dat onmogelijk maakt. Het optreden van een Dirac-functie is dus op zich niet zorgwekkend, integendeel het is zelfs noodzakelijk. Immers, voor een causale impulsresponsie ($h(t) = 0$ voor $t < 0$) geldt, dat het imaginaire en reële deel van de Fourier-getransformeerde van de impulsresponsie gekoppeld zijn via Hilbert-getransformeerden. Dus als

$$H(f) = R(f) + \mathrm{j}X(f) \tag{14}$$

geldt

$$R(f) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{X(\nu)}{f-\nu}\,\mathrm{d}\nu \tag{15}$$

$$X(f) = -\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{R(\nu)}{f-\nu}\,\mathrm{d}\nu \tag{16}$$

Lezen we voor $X(f) = -1/(2\pi f C)$ en $R(f) = k\delta(f)$ dan zal $k = 1/(2C)$ moeten zijn.

We zullen in Sectie 3 verder ingaan op gegeneraliseerde functies.

2.3 Fourier-transformatie

De Fourier-getransformeerde $U(f)$ van een signaal $u(t)$, zo die bestaat, is de complexe amplitudedichtheid van de basiscomponent $\exp(j2\pi ft)$ in het signaal. Elke basiscomponent afzonderlijk wordt door het systeem vermenigvuldigd met de overdrachtsfunctie

$$Y(f) = H(f)X(f) \tag{17}$$

De overdrachtsfunctie is te identificeren met de getransformeerde van de impulsresponsie. Voor de impedantie vinden we dan op dezelfde wijze als in Par. 2.2

$$Z(f) = \frac{U(f)}{I(f)} \tag{18}$$

voor iedere f waarvoor de noemer ongelijk 0 is.

2.4 De ideale condensator in geïdealiseerde configuratie

Beschouw de ideale condensator gedefinieerd door de vergelijking

$$u(t) = \frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} i(\tau)\,\mathrm{d}\tau = \frac{1}{C}\int_{-\infty}^{\infty} i(\tau)s(t-\tau)\,\mathrm{d}\tau \tag{19}$$

waarin $s(t)$ de eenheids-stapfunctie is. Beschouwen we i als de input en u als de output, dan is duidelijk dat aan één van de voorwaarden die we aan het systeem gesteld hebben, nl. de BIBO-stabiliteit, niet voldaan is. Als de input van de veronderstelde exponentiële vorm is, dan convergeert de integraal niet in $-\infty$ voor $f \neq 0$, en de integraal is divergent voor $f = 0$. Er is dus door deze configuratie in klassieke zin geen impedantie gedefinieerd. Het gebruik van Fourier-transformatie heeft in de beschrijving geen zin, omdat de stapfunctie niet klassiek transformeerbaar is. Deze configuratie dwingt echter toch tot het gebruik van een impedantie, de ontsnapping via de admittantie is niet mogelijk; we zullen dan gegeneraliseerde functies moeten gaan toelaten.

Als we daarentegen de spanning over de ideale condensator als oorzaak nemen en de stroom als gevolg, dan is

$$i(t) = C\frac{\mathrm{d}u(t)}{\mathrm{d}t} \tag{20}$$

Dit systeem is evenmin begrensd, maar een exponentiële input, levert uiteraard wel een exponentiële output, zodat de admittantie gelijk is aan

$$Y(f) = j2\pi fC \tag{21}$$

3 Het gebruik van gegeneraliseerde functies

In speciale situaties duiken gegeneraliseerde functies op een natuurlijke manier op. Als we gebruik van gegeneraliseerde functies, zoals de Dirac-functie, willen maken, moeten we nagaan of alle eigenschappen en rekenregels die we voor gewone functies kennen, ook voor gegeneraliseerde functies van toepassing zijn. Om te laten zien dat niet elke bewerking zonder meer toegestaan is, moeten we een indicatie geven hoe gegeneraliseerde functies op een correcte manier gedefinieerd worden [2, 3].

3.1 Introductie

Een gewone continue functie g kan, in plaats van vast te leggen welk getal $g(t)$ bij t behoort, ook gedefinieerd worden door zijn werking op een klasse van zogenoemde toetsfuncties φ

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(t)\varphi(t)\,\mathrm{d}t \tag{22}$$

Als de uitkomst van deze integraal (een getal) bekend is voor iedere φ, wordt daardoor de functie g eenduidig gespecificeerd. Als klasse van toetsfuncties wordt veelal genomen de klasse van functies die oneindig vaak differentieerbaar zijn en 0 buiten een eindig interval. Deze afbeelding van toetsfuncties naar getallen (een functionaal) is lineair en, in preciezer te definiëren zin, continu. We schrijven voor de functionaal

$$< g(t), \varphi(t) > \tag{23}$$

We kunnen nu bijvoorbeeld een functionaal definiëren door

$$< \delta(t), \varphi(t) > \tag{24}$$

Deze functionaal is lineair en continu, maar blijkt geen integraalvoorstelling te hebben. De grootheid δ wordt zodoende een gegeneraliseerde functie genoemd; het is, natuurlijk, de bekende impuls of Dirac-functie. Met iedere gewone integreerbare functie is, via de integraalvoorstelling, een gegeneraliseerde functie geassocieerd. We breiden de klasse van gewone functies dus uit. Bewerkingen op of met gegeneraliseerde functies moeten gedefinieerd worden door hun werking op toetsfuncties, met als uitgangspunt dat als de functionaal een integraalvoorstelling zou hebben, de normale eigenschappen geldig zijn.

3.2 Voorbeelden

Vermenigvuldiging
De vermenigvuldiging van een gegeneraliseerde functie f met een gewone functie g die voor alle t gedefinieerd is en oneindig vaak differentieerbaar, wordt gedefinieerd door

$$< g(t)f(t), \varphi(t) >=< f(t), g(t)\varphi(t) > \tag{25}$$

Dat is een zinvolle definitie, omdat als de integraalvorm geldig zou zijn deze uitkomst het resultaat zou zijn, en omdat $g(t)\varphi(t)$ zelf weer een toetsfunctie is, aangezien g willekeurig vaak differentieerbaar is. De functie g heet dan een multiplicator (in het tijdgebied). Het zal duidelijk zijn dat g zelf geen Dirac-functie kan zijn. Dus is $\delta(t)\delta(t)$ geen zinvolle uitdrukking.

Differentiatie
Voor de afgeleide van een gegeneraliseerde functie f, komen we via partiële integratie tot de definitie (de stokterm is gelijk aan 0, omdat toetsfuncties 0 zijn buiten een eindig interval)

$$< f'(t), \varphi(t) > - < f(t), \varphi'(t) > \tag{26}$$

Ook deze definitie is zinvol, omdat de afgeleide van een toetsfunctie weer een toetsfunctie is. Gegeneraliseerde functies zijn dus willekeurig vaak differentieerbaar, omdat toetsfuncties dat zijn.

Convolutie
Op grond van de integraalvoorstelling wordt gedefinieerd

$$< (f * g)(t), \varphi(t) >=< f(t), < g(\tau), \varphi(t+\tau) >> \tag{27}$$

zolang

$$< g(\tau), \varphi(t+\tau) > \tag{28}$$

weer een toetsfunctie is. Deze functie is wel oneinig vaak differentieerbaar, maar niet noodzakelijk 0 buiten een eindig interval. Dat laatste is wel het geval als g (of f) een begrensde drager heeft (met 0 te identificeren is buiten een eindig gebied), of als f en g naar dezelfde kant toe begrensd zijn (neem toetsfuncties die buiten die drager van nul verschillend zijn; als $< g, \varphi >$ dan altijd 0 oplevert, identificeren we g met nul buiten die drager). Zo is de convolutie van een Dirac-functie met een willekeurige gegeneraliseerde functie gedefinieerd, en ook de convolutie van twee stapfuncties. In het bijzonder is ook

$$(\delta * \delta)(t) = \delta(t) \tag{29}$$

of, in het normale schrijfgebruik

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau) \cdot \delta(t-\tau)\,\mathrm{d}\tau = \delta(t) \tag{30}$$

Fourier-transformatie

Fourier-transformatie van gegeneraliseerde functies is ook mogelijk. De grondslag hiervoor is de relatie van Plancherel

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(t)\varphi^*(t)\,\mathrm{d}t = \int_{-\infty}^{\infty} G(f)\Phi^*(f)\,\mathrm{d}f \tag{31}$$

waarin * de complex geconjugeerde aanduidt. Dan wordt als Fourier-getransformeerde van g gedefinieerd

$$< G(f), \Phi(f) >=< g(t), \varphi(t) > \tag{32}$$

Het linkerlid is nu niet een functionaal op de oorspronkelijke ruimte van toetsfuncties, maar op getransformeerden daarvan. Deze nieuwe toetsfuncties zijn gehele analytische functies die aan bepaalde ongelijkheden voldoen. Voor deze nieuwe functionalen hanteren we dezelfde soort definities, als voor onze oorspronkelijke. Zo kunnen we de Fourier-getransformeerde wel met een functie vermenigvuldigen, maar deze functie moet dan een multiplicator voor de nieuwe toetsfuncties zijn, een multiplicator in het frequentiegebied. Voldoende voorwaarde voor een functie om een multiplicator te zijn, is, dat het een gehele analytische functie is, die aan bepaalde ongelijkheden voldoet. Als $G(f)$ een multiplicator is, dan geldt de bekende convolutieregel

$$< F(f)G(f), \Phi(f) >=< (f * g)(t), \varphi(t) > \tag{33}$$

De normale differentiatie- en verschuivings-regels zijn wel geldig.

Limieten

Als $f_n, n = 1, 2, \ldots$ een rij gegeneraliseerde functies vormen waarvoor

$$\lim_{n\to\infty} < f_n(t), \varphi(t) > \tag{34}$$

bestaat voor iedere n, dan kan bewezen worden dat deze limiet zelf weer een lineaire continue functionaal is. We kunnen bijvoorbeeld δ-benaderende rijen maken. Een ander gebruik is het volgende. Laat $f_n, n = 1, 2, \ldots$ een rij toetsfuncties vormen die naar $\delta(t - t_0)$ convergeert. Dan is

$$< f_n(t)\delta(t), \varphi(t) >=< \delta(t), f_n(t)\varphi(t) >= f_n(0)\varphi(0) \tag{35}$$

Als n voldoende groot wordt, zal $f_n(0) = 0$ worden, zodat

$$\lim_{n\to\infty} f_n(t)\delta(t) = 0 \tag{36}$$

We kunnen dit interpreteren als

$$\delta(t - t_0)\delta(t) = 0 \tag{37}$$

maar mathematisch is dit geen correcte notatie.

4 Ongerijmdheden

Bij het werken met Dirac-functies is het, zeker in twijfelgevallen, nuttig om terug te gaan naar de definities. Zo geldt ($'$ staat voor afgeleide)

$$\begin{aligned} < t\delta'(t), \varphi(t) > &= < \delta'(t), t\varphi(t) >= \\ - < \delta(t), (t\varphi(t))' > &= - < \delta(t), \varphi(t) + t\varphi'(t) >= \\ -\varphi(0) &= - < \delta(t), \varphi(t) > \end{aligned} \tag{38}$$

Merk op dat t een multiplicator is in het tijddomein, waardoor de eerste stap geldig is. De andere stappen zijn directe toepassingen van definities. Dit geldt voor iedere φ zodat we schrijven

$$t\delta'(t) = -\delta(t) \tag{39}$$

Kunnen we nu delen door t? Dat kan niet omdat $1/t$ geen multiplicator is!

We bezien nogmaals de ideale condensator in zijn integraalvorm

$$u(t) = \frac{1}{C}\int_{-\infty}^{\infty} i(\tau)s(t-\tau)\,\mathrm{d}\tau \tag{40}$$

Het bestaan van deze convolutie is klassiek gegarandeerd als i over $(-\infty, t)$ integreerbaar is voor iedere t en gegeneraliseerd als i naar links toe begrensd is. *Als* i transformeerbaar is, en *als* de getransformeerde een multiplicator in het frequentiedomein is, dan is de convolutie-regel geldig en is

$$U(f) = I(f)\cdot S(f) = I(f)\frac{1}{C}\left[\frac{1}{\mathrm{j}2\pi f} + \frac{1}{2}\delta(f)\right] \tag{41}$$

De stroom mag in dit geval een Dirac-functie zijn, immers de convolutie is dan netjes gedefinieerd ($\delta(t)$ heeft een begrensde drager) en de getransformeerde($I(f) = 1$) is een multiplicator in het frequentiedomein. De impedantie van de condensator luidt dus

$$Z(f) = \frac{1}{C}\left[\frac{1}{\mathrm{j}2\pi f} + \frac{1}{2}\delta(f)\right] \tag{42}$$

Het optreden van Dirac-functies is onvermijdelijk en noodzakelijk.

Nemen we nu de input

$$i(t) = s(t)\exp(\mathrm{j}2\pi f_0 t) \tag{43}$$

Deze input is naar links begrensd en de convolutie bestaat, ook in gegeneraliseerde zin. De responsie is uiteraard klassiek uit te rekenen. Is de weg om de responsie te berekenen via het frequentiedomein, open? De getransformeerden zijn

$$\begin{aligned} S(f) &= \frac{1}{\mathrm{j}2\pi f} + \frac{1}{2}\delta(f) \\ I(f) &= \frac{1}{\mathrm{j}2\pi(f-f_0)} + \frac{1}{2}\delta(f-f_0) \end{aligned} \tag{44}$$

Geen van deze twee functies zijn multiplicatoren in het frequentiegebied, en de regel dat door transformeren een convolutie overgaat in een product is niet geldig. Deze conclusie verandert niet als we $f_0 = 0$ nemen. Daarmee zijn ook de overige ongerijmdheden opgelost.

5 Waarom treedt de δ-functie normaliter niet op?

We zijn gewend om voor de impedantie van een condensator te schrijven

$$Z(f) = \frac{1}{\mathrm{j}2\pi f C} \tag{45}$$

voor iedere f, en we maken ons geen zorgen over de singulariteit bij $f = 0$. We zullen aan de hand van een eenvoudig voorbeeld laten zien, dat in "normale"gevallen deze schrijfwijze niet strijdig is met de schrijfwijze conform vergelijking (42). (Merk op dat voor $f \neq 0$ beide uitdrukkingen identiek zijn.) Beschouw de impedantie van een parallel-schakeling van R en C. We definiëren nu de impedantie $Z(f)$ van de parallelschakeling door

$$Z(f)[Z_C(f) + Z_R(f)] = Z_C(f)Z_R(f) \tag{46}$$

met $Z_R(f)$ de impedantie van de weerstand en $Z_C(f)$ die van de condensator conform vergelijking (42). Deze definitie is voor deze situatie adequaat omdat de uitdrukking

$$Z(f) = \frac{Z_C(f)Z_R(f)}{Z_C(f) + Z_R(f)} \tag{47}$$

niet correct is, omdat er een Dirac-functie in de noemer staat. Uitwerking leidt tot

$$\frac{Z(f)}{\mathrm{j}2\pi fC} + Z(f)\frac{1}{2C}\delta(f) + Z(f)R = \frac{R}{\mathrm{j}2\pi fC} + R\frac{1}{2C}\delta(f) \tag{48}$$

Opdat $Z(f)$ aan deze vergelijking voldoet, moeten zowel het reguliere deel als het singuliere deel links en rechts aan elkaar gelijk zijn, zodat

$$\begin{aligned} Z(0) &= R \\ Z(f) &= \frac{\frac{R}{\mathrm{j}2\pi fC}}{R + \frac{1}{\mathrm{j}2\pi fC}}, \qquad f \neq 0 \end{aligned} \tag{49}$$

Dit mag samengevat worden tot

$$Z(f) = \frac{R}{1 + \mathrm{j}2\pi fRC}, \qquad \text{voor alle } f \tag{50}$$

Alternatief is op voorhand te werken met de admittantie van de condensator, bijvoorbeeld

$$Z(f) = \frac{Z_R(f)}{1 + Z_R(f)Y_C(f)} = \frac{R}{1 + \mathrm{j}2\pi fRC} \tag{51}$$

Normaliter leidt de configuratie waarin de ideale condensator is opgenomen er toe, dat de Dirac-functie in de impedantie niet in de resultaten verschijnt.

6 Conclusie

Het blijkt dat volgens strikt mathematische redenering de impedantie van een condensator naast de bekende term $1/(\mathrm{j}2\pi fC)$ nog een delta-functie bevat (een reële, even component). Ditzelfde geldt duaal voor de admittantie van een spoel. Dit kan afgeleid worden uit een systeembeschouwing waarbij de stroom door de condensator als input wordt beschouwd en de spanning over de condensator als output. Om tot dat resultaat te komen, is gebruik gemaakt van de theorie van de generaliseerde functies. Overigens blijkt in de meeste praktische situaties dit geen consequenties te hebben, alleen in enkele "singuliere"situaties. De schrijver van [1] heeft juist die situaties opgevoerd, wat in zijn benadering tot dubbelzinnigheid leidde. Die dubbelzinnigheden zijn in dit artikel uit de weg geruimd.

In het algemeen geldt, dat wanneer $h_{\mathrm{imp}}(t)$ een causale functie is en $Z(f)$, op de klassieke wijze uitgerekend, zodanig is dat $Z(f)$ oneindig wordt voor bepaalde, eindige frequenties er Dirac-functies voor die bepaalde frequenties moeten worden toegevoegd om aan de Hilbert-relaties te voldoen. De admittantie $Y(f)$ is dan gelijk aan 0 voor die frequenties. Is $Z(f) = 0$ voor bepaalde, eindige frequenties dan bevat $Y(f)$ Dirac-functies voor die frequenties.

7 Slotwoord

Wij danken van der Wurf voor het feit dat hij de correcte formulering voor de impedantie van een ideale condensator naar voren gebracht heeft, zij het met de nodige twijfels. In de literatuur zijn wij deze formulering nergens expliciet tegengekomen.

Referenties

[1] P. van der Wurf,
"Over condensator-impedanties en andere ongerijmdheden",
Tijdschrift van het NERG, Vol.64, no. 2, pp. 82-83, 1999.

[2] A. Papoulis,
The Fourier Integral and its Applications,
McGraw-Hill, 1962.

[3] I.M. Gelfand und G.E. Schilow,
Veralgemeinerte Functionen (Distributionen) I,
VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin 1967.

GEGENERALISEERDE FUNCTIES EN FOURIER-TRANSFORMATIES MET EEN INTRODUCTIE TOT TIJDVARIANTE CIRCUITS

Fred Neerhoff

Faculteit Informatietechniek en Systemen
Afdeling Micro-elektronica
Technische Universiteit Delft
(E-mail: F.L.Neerhoff@its.tudelft.nl)

Samenvatting

De opzet van dit artikel is tweeledig. Eerst wordt een beknopte uiteenzetting gegeven over gegeneraliseerde functies en hun Fouriergetransformeerden. Dan blijkt o.m. dat de standaardformule voor het frequentiespectrum van een lineaire tijd-invariante capaciteit geen algemene geldigheid heeft. De in [1] gesignaleerde ongerijmdheden worden ermee verklaard.
Daarna wordt stapsgewijs overgegaan naar tijdvariant systeemgedrag. Lineaire tijdvariante circuits zijn o.m. van belang voor niet-lineaire klein-signaal toepassingen. Aan de hand van een lineaire tijdvariante RC-combinatie worden kernbegrippen uit de tijd-invariante theorie, zoals trillingsmodus, eigenfrequentie en pool gegeneraliseerd naar tijdvariante circuits. De nu optredende pool blijkt een hoogfrequent pool te zijn, die niet langer samenvalt met de eigenfrequentie. Evenmin blijkt een pool in het rechter halfvlak te duiden op instabiliteit. De enige stabiliteitsvoorwaarde is een negatieve Lyapunov exponent.
De oplossing van lineaire tijdvariante circuits van grotere complexiteit bestaat uit een lineaire combinatie van afzonderlijke trillingsmodi. De bijbehorende eigenfrequenties volgen uit een gegeneraliseerde karakteristieke vergelijking. Dit blijkt een differentiaalvergelijking van Riccati te zijn.

1.Inleiding

In [1] wordt gepoogd het verband te leggen tussen het tijd- en frequentiegedrag van een lineaire tijd-invariante capaciteit. Daarbij stuit de auteur op inconsistenties. Vreemd is dat niet: het impedantie concept wordt op tweeërlei manieren onjuist gebruikt. In de eerste plaats is het natuurlijk niet toegestaan zich te beroepen op de complexe rekenwijze. Die beperkt zich juist tot de stationaire toestand; overgangsverschijnselen blijven ten principale buiten beschouwing. De andere misvatting is minder triviaal. In dit artikel laten we zien dat de gehanteerde formule voor de gegeneraliseerde impedantie evenmin algemene geldigheid heeft.
Voorts wordt een korte, maar fundamentele introductie gegeven tot lineaire tijdvariante elektrische circuits.
Deze komen o.m. naar voren bij de klein-signaal analyse van niet-lineaire elektronische circuits [2].
In par.2 wordt het in [1] gestelde probleem geformuleerd voor een elementaire stroomintegrator. De twee volgende paragrafen geven een door [3] en [4] geïnspireerde uiteenzetting over respectievelijk gegeneraliseerde functies en hun Fouriergetransformeerden. De behandeling is beknopt en blijft elementair, maar is toereikend voor de meeste toepassingen. In par.5 wordt ermee aangetoond dat de standaardformule voor de gegeneraliseerde impedantie aanpassing behoeft als de integratorstroom in het frequentie-domein deltafuncties bevat. De uiteengezette rekenmethodiek wordt in par.6 getoetst aan de hand van rekenvoorbeelden.
Daarna wordt de methodiek in par.7 eerst uitgebreid naar een lineaire tijdvariante capaciteit. Voor het frequentiespectrum resulteert een integraalvoorstelling in het frequentie-domein, die overgaat in een integraalvergelijking als de capaciteit vervolgens wordt aangesloten op een lineaire weerstand. Ofschoon de oplossing van deze vergelijking niet onmiddellijk volgt, laten we in par.8 zien dat het toch betrekkelijk eenvoudig is om een expliciete uitdrukking voor het frequentiespectrum te noteren.
Anders dan de eerdere aanpak, wordt nu eerst een differentiaalvergelijking voor de tijdvariante RC-combinatie opgesteld. De oplossing is eenvoudig verkrijgbaar, en wordt geïnterpreteerd als een elementaire trillingsmodus met tijdvariërende amplitude en eveneens tijdvariërende eigenfrequentie. Na een Fourier-transformatie van de trillingsmodus volgt het gezochte frequentiespectrum. Het hoogfrequent spectrum blijkt te worden gedomineerd door een klassieke pool in het complexe frequentie-vlak.
Onder de voorwaarde van een negatieve Lyapunov-exponent blijft het circuit stabiel, zelfs als de pool in het rechter halfvlak ligt. In de laatste paragraaf wordt mede op basis van eerdere resultaten geschetst hoe tijdvariante systemen van grotere complexiteit begrepen kunnen worden.

2.Inleidende probleemstelling

Neem een capaciteit waardoor op elk tijdstip t een gegeven stroom $i = i(t)$ vloeit. Indien als gevolg daarvan de lading $q = q(t)$ wordt geaccumuleerd, geldt

$$i(t) = q'(t) \qquad \text{of} \tag{1a}$$

$$q(t) = \int_{-\infty}^{t} i(\tau)d\tau\,, \tag{1b}$$

waarbij steeds is aangenomen dat $q(-\infty) = 0$.

Als in [1], nemen we voorlopig aan dat de capaciteit lineair en tijd-invariant is. De spanning $u = u(t)$ erover is dan gegeven door

$$u(t) = C^{-1}q(t)\,, \tag{2}$$

waarin de constante C de capacitantie is. Zonder verlies van algemeenheid kunnen we voorlopig $C = 1$ farad nemen. Met de stroom als uitgangspunt, staat de capaciteit dan voor een elementaire *integrator* met input-output relatie (1b).

De volgende inputs komen aan bod [1]

$$i(t) = \delta(t)\,, \tag{3a}$$

$$i(t) = \sin(\omega_0 t)\epsilon(t)\,, \tag{3b}$$

$$i(t) = \epsilon(t)\,. \tag{3c}$$

Hierin zijn $\delta(t)$ en $\epsilon(t)$ respectievelijk Dirac's eenheidsimpuls (delta-functie) en de Heaviside's eenheidsstap. Zij worden opgevat als *gegeneraliseerde functies*. Substitutie van (3) in de input-output relatie (1b) levert na integratie achtereenvolgens de outputs

$$q(t) = \epsilon(t)\,, \tag{4a}$$

$$q(t) = \omega_0^{-1}(1 - \cos(\omega_0 t))\epsilon(t)\,, \tag{4b}$$

$$q(t) = t\epsilon(t)\,. \tag{4c}$$

Hierin is (4a) de impulsresons van de integrator. Als we deze voor het moment noteren als $h(t)$ dan volgen de overige responsies ook uit de convolutieintegraal

$$q(t) = \int_{-\infty}^{\infty} i(\tau)h(t-\tau)d\tau\,, \tag{5}$$

die na uitwerken (1b) reproduceert.

Ter inleiding willen we als in [1], de uitkomsten (4) reconstrueren via de omweg van het *frequentie-domein*. Het gebruik van gegeneraliseerde functies en Fouriertransformaties staat daarbij centraal. Hieronder volgt een beknopte uiteenzetting.

3.Gegeneraliseerde functies

Het rekenen met gegeneraliseerde functies is een delicate aangelegenheid. De algemene regel is dat zolang *zinvolle* interpretaties mogelijk blijven, er *formeel* met gegeneraliseerde functies gerekend kan worden alsof het gewone functies betrof.

Het onderscheidende kenmerk van gegeneraliseerde functies is dat zij niet worden gedefinieerd door hun functiewaarden, maar door hun functie*eigenschappen*.

Zo wordt de delta-functie $\delta(x)$ formeel vastgelegd door

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(x)\gamma(x)dx = \gamma(0) \tag{6}$$

voor elke voldoend 'gladde' functie $\gamma(x)$ die voor $|x| \to \infty$ voldoende snel naar nul gaat. Aléén $\delta(x)$ heeft eigenschap (6).

De formule kan intuitief worden begrepen door $\delta(x)$ voor te stellen als de limiet van een rij pulsen, elk gecentreerd rondom $x = 0$, die bij gelijkblijvend eenheidsoppervlak een alsmaar afnemende pulsbreedte krijgen. Hiermee is het precieze verloop van een puls ondergeschikt gemaakt aan het *effect* (de integraal) ervan [5].

Middels een formele partiële integratie wordt met (6) voor de gegeneraliseerde afgeleide van $\delta(x)$ gevonden

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta'(x)\gamma(x)dx = -\gamma'(0) \tag{7}$$

voor elke $\gamma(x)$ als bedoeld in (6). Merk op dat de stokterm in (7) is weggevallen wegens het veronderstelde gedrag van $\gamma(x)$ voor $|x| \to \infty$.

Daar gegeneraliseerde functies niet puntsgewijs zijn gedefinieerd, behoeft het gelijkstellen van twee exemplaren $g_1(x)$ en $g_2(x)$ nadere precisering. We stellen

$$\int_{-\infty}^{\infty} g_1(x)\gamma(x)dx = \int_{-\infty}^{\infty} g_2(x)\gamma(x)dx \Leftrightarrow$$
$$\Leftrightarrow g_1(x) = g_2(x) \tag{8}$$

voor elke $\gamma(x)$ als bedoeld in (6).

Enkele resultaten uit de theorie van gegeneraliseerde functies zijn nu snel geverifieerd.

Vervang dan eerst $\delta(x)$ in (6) door $\delta(-x)$ en substitueer $-x = y$. Met (8) volgt dan $\delta(-x) = \delta(x)$: de delta-functie is een *even* functie.

Verder: indien $\text{sgn}(x)$ de discontinue functie is die gelijk is aan 1 voor $x > 0$ en -1 voor $x < 0$, dan volgt met partiële integratie

$$\int_{-\infty}^{\infty} (d\ \text{sgn}(x) \,/\, dx)\gamma(x)dx = 2\gamma(0) \tag{9}$$

voor elke $\gamma(x)$ als bedoeld in (6). Vervang hierin $\gamma(0)$ door het linkerlid van (6) en er wordt met (8) verkregen

$$d\ \text{sgn}(x) \,/\, dx = 2\delta(x)\,. \tag{10}$$

Hieruit vinden we nog $\delta(x) = 0$ voor $x \neq 0$, terwijl

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(x)dx = \int_{-\infty}^{\infty} \tfrac{1}{2}(d\ \text{sgn}(x) \,/\, dx)\, dx = 1\,. \tag{11}$$

Tevens geeft (10) met de identiteit

$$\text{sgn}(x) = 2\epsilon(x) - 1 \tag{12}$$

het verband tussen $\delta(x)$ en $\epsilon(x)$ als

$$d\,\epsilon(x)\,/\,dx = \delta(x) \Leftrightarrow \int_{-\infty}^{x} \delta(y)dy = \epsilon(x)\,. \qquad (13)$$

Indien voorts $\delta(x)$ in (6) wordt vervangen door $f(x)\delta(x)$ waarin $f(x)$ continu in de buurt van $x = 0$, wordt via (8) gevonden

$$f(x)\delta(x) = f(0)\delta(x)\,, \qquad (14)$$

zodat met (11) ook

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(x)f(x)dx = f(0)\,. \qquad (15)$$

Een analoge afleiding die start met (7) levert

$$f(x)\delta'(x) = -f'(0)\delta(x) + f(0)\delta'(x) \qquad (16)$$

voor elke $f(x)$, continu differentieerbaar rondom $x = 0$. Ofschoon machten van delta-functies *niet* zijn gedefinieerd, hebben we voor het *product* van twee delta-functies met *ongelijke* singulariteiten

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(x_0 - x)\delta(x)f(x)dx = f(0)\delta(x_0)\,. \qquad (17)$$

Immers, zij $F(x_0)$ het rechterlid van (17) dan volgt met (6) en (14)

$$\begin{aligned} &\int_{-\infty}^{\infty} F(x_0)\gamma(x_0)dx_0 = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \delta(x_0 - x)\gamma(x_0)dx_0 \int_{-\infty}^{\infty} \delta(x)f(x)dx \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(x)\delta(x)f(x)dx \\ &\qquad = f(0)\int_{-\infty}^{\infty} \delta(x_0)\gamma(x_0)dx_0\,, \qquad (18) \end{aligned}$$

waarna via (8) formule (17) volgt. Met $f(x) = 1$ is ook

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(x_0 - x)\delta(x)dx = \delta(x_0)\,. \qquad (19)$$

Ofwel, het *convolutieproduct* van twee delta-functies levert weer een delta-functie. Compact genoteerd:

$$\delta(x) * \delta(x) = \delta(x)\,, \qquad (20)$$

waarin $*$ het convolutieteken is. Uit (20) volgt nog

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(x_0 - x)\delta(x)dx = 0 \quad \text{als} \quad x_0 \neq 0\,, \qquad (21)$$

zodat met (14) eveneens

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(x_0 - x)\delta(x)\gamma(x)dx = 0 \quad \text{als} \quad x_0 \neq 0\,. \qquad (22)$$

Via (8) concluderen we voor het *product* van twee delta-functies met *ongelijke* singulariteiten

$$\delta(x_0 - x)\delta(x) = 0 \quad \text{als} \quad x_0 \neq 0\,. \qquad (23)$$

Tenslotte laten we zien dat zodra gegeneraliseerde functies worden toegelaten, de uitdrukking

$$x\,g(x) = f(x) \qquad (24)$$

equivalent is met

$$g(x) = x^{-1}f(x) + K\delta(x)\,. \qquad (25)$$

waarin K een willekeurige constante is. Vermenigvuldig dan eerst (25) links en rechts met x, en vind met $x\delta(x) = 0$ (vergelijk (14)) formule (24) terug. Dus (24) is consistent met (25). Tel vervolgens bij het rechterlid van (24) het nulelement $Kx\delta(x)$ op. Het resultaat delen door x geeft (25) terug. Derhalve is (25) ook consistent met (24).

4.Fourier-transformaties

De Fouriergetransformeerde van de tijdsfunctie $g(t)$, genoteerd als $\mathcal{F}\{g(t)\}$, is voor elke reële waarde van de frequentie ω gegeven door

$$\mathcal{F}\{g(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)\exp(-j\omega t)dt\,. \qquad (26)$$

Met de eis dat de inverse Fouriergetransformeerde van $g(t)$ juist $g(t)$ zélf oplevert, dus

$$g(t) = (2\pi)^{-1}\int_{-\infty}^{\infty} \mathcal{F}\{g(t)\}\exp(j\omega t)d\omega\,, \qquad (27)$$

vinden we met (15) de volgende voorstelling voor Dirac's eenheidsimpuls

$$\delta(t) = (2\pi)^{-1}\int_{-\infty}^{\infty} \exp(\pm j\omega t)d\omega\,, \qquad (28)$$

waarin tot uitdrukking is gebracht dat $\delta(t)$ even is. Er volgt direct

$$\mathcal{F}\{1\} = 2\pi\delta(\omega) \qquad (29)$$

en via (26) met (14) tevens

$$\mathcal{F}\{\delta(t)\} = 1\,. \qquad (30)$$

Ter verkrijging van de Fouriergetransformeerde van $\mathrm{sgn}(t)$ passen we er eerst de eigenschap

$$\mathcal{F}\{g'(t)\} = j\omega\mathcal{F}\{g(t)\} \qquad (31)$$

op toe. Samen met (10) en (30) vinden we

$$j\omega\mathcal{F}\{\mathrm{sgn}(t)\} = 2\,, \qquad (32)$$

hetgeen blijkens de equivalentie tussen (24) en (25) leidt tot

$$\mathcal{F}\{\mathrm{sgn}(t)\} = 2(j\omega)^{-1} + K\delta(\omega)\,. \qquad (33)$$

Nu is $\mathrm{sgn}(t)$ oneven in t, en dus $\mathcal{F}\{\mathrm{sgn}(t)\}$ oneven in ω. Derhalve is het rechterlid van (33) eveneens oneven in ω.

Echter, $\delta(\omega)$ is even, zodat we concluderen tot $K = 0$. Uiteindelijk krijgen we

$$\mathcal{F}\{\text{sgn}(t)\} = 2(j\omega)^{-1} . \quad (34)$$

Combineren van (34) met (12) en (29) geeft de Fouriergetransformeerde van de Heavside's eenheidsstap, genoteerd als $E(\omega)$, als

$$E(\omega) = \mathcal{F}\{\epsilon(t)\} = (j\omega)^{-1} + \pi\delta(\omega) . \quad (35)$$

We spitsen ons nu toe op de integrator van par.2.

5.Integrator in frequentie-domein

Indien $I(\omega)$ en $Q(\omega)$ de *frequentiespectra* (Fouriergetransformeerden) van respectievelijk $i(t)$ en $q(t)$ zijn, dan gaat (1a) met eigenschap (31) over in

$$I(\omega) = j\omega Q(\omega) . \quad (36)$$

Hierin wordt $I(\omega)$ bekend verondersteld en is $Q(\omega)$ gevraagd. Op grond van de equivalentie tussen (24) en (25) volgt

$$Q(\omega) = (j\omega)^{-1}I(\omega) + K\delta(\omega) \quad (37)$$

met K willekeurig. Anderzijds vinden we via (1b)

$$Q(\omega) = E(\omega)I(\omega) = ((j\omega)^{-1} + \pi\delta(\omega))I(\omega) . \quad (38)$$

Dit is eenvoudig te verifiëren door (16) eerst te schrijven als (vergelijk (5))

$$q(t) = \epsilon(t) * i(t) , \quad (39)$$

en vervolgens de convolutiestelling voor Fourierparen toe te passen.
Zie nu in dat de geldigheid van (38), in tegenstelling tot (37), alleen verzekerd is indien $I(\omega)$ vrij is van delta-functies met singulariteiten voor $\omega = 0$. Zonder deze restrictie zou het wegwerken van de haakjes in het rechterlid van (38) leiden tot niet toegelaten machten van delta-functies.
Voor het overige zijn (37) en (38) *identiek*. Onder genoemde restrictie geldt immers $I(\omega)\delta(\omega) = I(0)\delta(\omega)$ (vergelijk(14)), terwijl $K = \pi I(0)$ kan worden genomen.
Het is nu duidelijk dat formule (38) *géén* algemene geldigheid heeft: zodra $I(\omega)$ termen bevat met $\delta(\omega)$ komt formule (37) daarvoor in de plaats. We zullen spoedig zien dat de constante K in (37) wordt vastgelegd middels het *causaliteitsbeginsel*.
Dit is te verwachten: de *differentiaal*-formulering (1a), waaruit (37) via (36) voortkomt, staat los van de causaliteit. Die kan derhalve nog expliciet worden geëist. Daarentegen is de causaliteit via de *integraal*-formulering (1b) reeds verzekerd: de geaccumuleerde lading q ten tijde t wordt bepaald door het verleden van de stroom i tot aan het tijdstip t.
Tenslotte wordt via (2) van respectievelijk (38) en (37) afgelezen dat een lineaire tijd-invariante *capaciteit* in het frequentie-domein kan worden voorgesteld door een *impedantie* van $(j\omega C)^{-1}$ ohm *in serie* met een *spanningsbron* met sterkte $C^{-1}I(0)\delta(\omega)$ volt, dan wel $C^{-1}K\delta(\omega)$ volt, afhankelijk of $I(\omega)$ géén, of juist wèl termen met $\delta(\omega)$ bevat. Blijkens (36) en (38) kan de capaciteit ook worden vooorgesteld door een enkele *admittantie* van $(j\omega C)$ siemens.

6.Rekenvoorbeelden

De Fouriergetransformeerde inputs (3) worden respectievelijk met (30), (35) en de verschuivingsregel gevonden als

$$I(\omega) = 1 , \quad (40a)$$

$$I(\omega) = (2j)^{-1}[E(\omega - \omega_0) - E(\omega + \omega_0)] , \quad (40b)$$

$$I(\omega) = E(\omega) . \quad (40c)$$

We laten zien dat hiermee de outputs (4) worden teruggevonden.
Substitueer dan eerst (40a) in (38) ($I(\omega)$ is vrij van deltafuncties) en vindt met (35) de impulsrespons (4a) direct terug. Altenatief vinden we met (37)

$$Q(\omega) = (j\omega)^{-1} + K\delta(\omega) . \quad (41)$$

Nu levert terugtransformeren met gebruik van (34) en (29)

$$q(t) = \tfrac{1}{2}\,\text{sgn}(t) + K(2\pi)^{-1} . \quad (42)$$

De constante K volgt met het *causaliteitsbeginsel*: voor $t < 0$ is de input $i(t)$ nog nul, zodat de output $q(t)$ eveneens nul moet zijn voor $t < 0$. We vinden $K = \pi$, waarmee (4a) ten andere male volgt.
Substitueer nu de getransformeerde input (40b) in (38). Het *frequentiespectrum* van de output wordt

$$Q(\omega) = (2j)^{-1}[E(\omega)E(\omega - \omega_0) - E(\omega)E(\omega + \omega_0)] \quad (43)$$

die met toepassing van de convolutiestelling en de verschuivingsregel wordt teruggetransformeerd naar

$$\begin{aligned} q(t) &= (2j)^{-1}\epsilon(t) * \epsilon(t)[\exp(j\omega_0 t) - \exp(-j\omega_0 t)] \\ &= \epsilon(t) * \sin(\omega_0 t)\epsilon(t) = (\int_0^t \sin(\omega_0\tau)d\tau)\epsilon(t) , \end{aligned} \quad (44)$$

waarmee output (4b) volgt. Een andere aanpak substitueert uitdrukking (35) voor $E(\omega)$ in (43) en werkt vervolgens de haakjes weg. Met toepassing van formule (23) voor producten van delta-functies met onderling verschoven singulariteiten volgt na enig rekenwerk

$$\begin{aligned} Q(\omega) &= (2\omega)^{-1} \times \\ &\times [2(j\omega)^{-1} - (j(\omega - \omega_0))^{-1} - (j(\omega + \omega_0))^{-1}] + \\ &- \pi(2\omega_0)^{-1}[\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)] + \pi\omega_0^{-1}\delta(\omega) , \end{aligned} \quad (45)$$

hetgeen m.b.v. (34) en de verschuivingsregel opnieuw output (4b) oplevert. Alternatief kan input (40b) óók in (37) worden ingevuld. Met dezelfde procedure als hiervoor, komen we dan uit op formule (45) met de term $K\delta(\omega)$ op de plaats van $\pi\omega_0^{-1}\delta(\omega)$. De *causaliteitseis* vindt $K = \pi\omega_0^{-1}$, waarna output (4b) ten derde male volgt.
Het laatste voorbeeld betreft de getransformeerde input (40c) die met (35) een term met $\delta(\omega)$ bevat. Ofschoon de geldigheid van (38) nu niet is verzekerd, volgt na doorzetten van de substitutie van (40c) in (38) de uitdrukking

$$Q(\omega) = E(\omega)E(\omega) , \quad (46)$$

die na een formele toepassing van de convolutiestelling toch de correcte output (4c) oplevert. Immers

$$q(t) = \epsilon(t) * \epsilon(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \epsilon(\tau)\epsilon(t-\tau)d\tau = t\epsilon(t) \,. \tag{47}$$

Een minder gewaagde reconstructie maakt gebruik van (37), in plaats van (38). Dan vinden we

$$Q(\omega) = (j\omega)^{-1}((j\omega)^{-1} + \pi\delta(\omega)) + K\delta(\omega) \,, \tag{48}$$

hetgeen met $\delta(\omega) = -\omega\delta'(\omega)$ (vergelijk (16)) wordt herleid tot

$$Q(\omega) = (j\pi\delta'(\omega) - \omega^{-2}) + K\delta(\omega) \,. \tag{49}$$

Toepassen van de eigenschap

$$\mathcal{F}\{tg(t)\} = j\frac{d\mathcal{F}\{g(t)\}}{d\omega} \tag{50}$$

op $g(t) = \epsilon(t)$, levert de teruggetransformeerde van (49) als

$$q(t) = t\epsilon(t) + K(2\pi)^{-1} \,. \tag{51}$$

Tenslotte geeft de *causaliteitseis* $K = 0$, zodat output (4c) opnieuw volgt.

Opgemerkt wordt nog dat het product $(j\omega)^{-1}E(\omega)$ in het rechterlid van (48) kennelijk *niet* via de convolutiestelling teruggetransformeerd kan worden. Dat zou een divergente integraal opleveren waaraan *géén zinvolle* betekenis toegekend kan worden.

7.Tijdvariantie: frequentiespectrum via frequentie-domein

Voor een lineaire *tijdvariante* capaciteit gaat de constitutieve relatie (2) over in [5]

$$u(t) = s(t)q(t) \,, \tag{52}$$

waarin de elastantie $s(t)$ de inverse is van de nu tijdafhankelijke capacitantie $C(t)$. Samen met (1b) geeft (52) de input-output relatie van een lineair tijdvariant systeem. Zij $h(t,\tau)$ de respons op de verschoven eenheidsimpuls $i(t) = \delta(t-\tau)$, dan is de respons $u(t)$ op de input $i(t)$ te schrijven als [6] (vergelijk (5))

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t,\tau)i(\tau)d\tau \,. \tag{53}$$

Voor de tijdvariante capaciteit vinden we $h(t,\tau) = s(t)\epsilon(t-\tau)$, waarmee de uitkomst van (53) via (1b) identiek wordt aan (52).

Het *frequentiespectum* $U(\omega)$ van de spanning $u(t)$ wordt met de convolutiestelling van (52) afgelezen als

$$U(\omega) = (2\pi)^{-1}S(\omega) * Q(\omega) \,, \tag{54}$$

waarin $S(\omega)$ de Fouriergetransformeerde van $s(t)$ is. Indien de getransformeerde input $I(\omega)$ geen termen met $\delta(\omega)$ bevat, gaat (54) samen met (38) over in

$$U(\omega) = (2\pi)^{-1}\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega-\nu)E(\nu)I(\nu)d\nu \,, \tag{55}$$

hetgeen met (35) en (15) wordt herleid tot de volgende *integraalvoorstelling* voor $U(\omega)$

$$U(\omega) = (2\pi j)^{-1}\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega-\nu)\nu^{-1}I(\nu)d\nu + + \tfrac{1}{2}S(\omega)I(0) \,. \tag{56}$$

We controleren deze uitdrukking voor de input $i(t) = \delta(t)$, terwijl steeds $s(t) = 0$ voor $t < 0$ wordt genomen (*causaal* systeem). Met $I(\omega) = 1$ verkrijgen we

$$U(\omega) = (2\pi j)^{-1}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{S(\nu)}{(\omega-\nu)}d\nu + \tfrac{1}{2}S(\omega) \,, \tag{57}$$

waarin wegens de causaliteit

$$S(\omega) = \int_0^{\infty} s(t)\exp(-j\omega t)dt \,, \tag{58}$$

en

$$U(\omega) = \int_0^{\infty} u(t)\exp(-j\omega t)dt \,. \tag{59}$$

Ter evaluering van de integraal in (57) stellen we eerst vast dat het rechterlid van (58) een regulier analytische functie definieert in de beneden helft van het complexe ω-vlak. Middels contoursluiting in dat halfvlak en met gebruik van de residuenstelling van Cauchy vinden we $\frac{1}{2}S(\omega)$ als uitkomst van de eerste term in het rechterlid van (57). Uiteindelijk volgt $U(\omega) = S(\omega)$. Dit is inderdaad juist gelijk aan de Fouriergetransformeerde van (52) indien $i(t) = \delta(t)$.

Tot nu toe hebben we steeds de stroom door de capaciteit bekend verondersteld. Voor een elektrisch *circuit* waarvan de capaciteit deel uitmaakt, is dat niet langer het geval: dan zijn $u(t)$ en $i(t)$ *beide* onbekend.

We geven een voorbeeld, en analyseren een *lineair tijdvariant circuit* waarbij een lineaire tijdvariante capaciteit is aangesloten op een lineaire tijd-invariante weerstand met resistantie R. Naast (1) en (52) voor de capaciteit, hebben we nu ook $u(t) = -Ri(t)$ voor de weerstand. Combineren resulteert via (56) in de volgende uitdrukking voor het *frequentiespectrum* $U(\omega)$ van de spanning $u(t)$ over de RC-combinatie

$$-U(\omega) = (2\pi jR)^{-1}\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega-\nu)\nu^{-1}U(\nu)d\nu + + (2R)^{-1}S(\omega)U(0) \,. \tag{60}$$

Dit is een *integraalvergelijking* in het frequentie-domein waaruit de onbekende $U(\omega)$ moet worden opgelost. Daar $U(\nu)$ met (59) regulier analytisch is in de *beneden* helft van het complexe ν-vlak, terwijl $S(\omega-\nu)$ dat juist is in de *boven* helft, kan niet zonder meer worden overgegaan tot contoursluiting. Ofschoon het aanwenden van de gegeneraliseerde functietheorie een mogelijke oplossingsstrategie biedt

[4], blijft er het nadeel van ondoorzichtigheid aan kleven. Toch is het betrekkelijk eenvoudig een expliciete uitdrukking voor $U(\omega)$ op te schrijven. In plaats van die te zoeken in het frequentie-domein, gaan we daartoe eerst de spanning in het *tijd-domein* bepalen!

8.Tijdvariantie: frequentiespectrum via tijd-domein

We kiezen meteen voor een algemene opzet waar de capaciteit en de weerstand *beide* lineair en tijdvariant zijn. Dit is een realistisch model om het *klein-signaal* gedrag van elke *niet-lineaire* RC-combinatie te doorgronden [2]. De constitutieve relaties worden respectievelijk gegeven door (52) voor de capaciteit, terwijl we voor de weerstand noteren [5]

$$i(t) = -g(t)u(t)\,, \tag{61}$$

waarin $g(t)$ de tijdvariërende conductantie is. Samen met (52) vinden we

$$i(t) = -g(t)s(t)q(t)\,, \tag{62}$$

die na substitutie van (1a) de volgende *lineaire tijdvariante differentiaalvergelijking* voor de lading q oplevert (N.B. De toestandsvariabele q is bij afwezigheid van een stroomimpuls door de C steeds *continu* in de tijd. Voor de spanning over een *tijdvariante* C is dit *niet* noodzakelijk; vergelijk (1b) en (52) en zie tevens [7].)

$$\dot{q}(t) = \lambda(t)q(t)\,, \tag{63}$$

waarin we zijn overgeschakeld naar de notatie van Newton voor een tijdsafgeleide, terwijl $\lambda(t)$ de *dynamische eigenwaarde* van (63) is [8], hier gevonden als

$$\lambda(t) = -g(t)s(t)\,. \tag{64}$$

Onder de aanname dat $q(0)$ gegeven is, kan men eenvoudig verifiëren dat

$$q(t) = q(0)\exp(\gamma(t)) \tag{65}$$

met

$$\gamma(t) = \int_0^t \lambda(\tau)d\tau \tag{66}$$

de oplossing is van (63). Nu volgen de stroom $i(t)$ en de spanning $u(t)$ met respectievelijk (62), (64) en (61) als

$$i(t) = q(0)\lambda(t)\exp(\gamma(t)) \tag{67}$$

en

$$u(t) = q(0)s(t)\exp(\gamma(t))\,. \tag{68}$$

De uitdrukkingen (67) en (68) kunnen fysisch worden geduid als een *trillingsmodus* met *tijdvariërende amplitude* $q(0)\lambda(t)$, respectievelijk $q(0)s(t)$ en *tijdvariërende fase* $\gamma(t)$ [9]. Bovendien wordt van (66) afgelezen dat $\dot{\gamma}(t) = \lambda(t)$ de betekenis heeft van de inverse van een *tijdvariërende relaxatietijd* ('tijdconstante') of algemener, een *tijdvariërende eigenfrequentie*.

Tenslotte vinden we met (59) de gezochte uitdrukking voor het *frequentiespectrum* $U(\omega)$ van de *spanning* over de RC-combinatie als

$$U(\omega) = q(0)\int_0^\infty s(t)\exp(\gamma(t) - j\omega t)dt\,, \tag{69}$$

en analoog voor het *freqentiespectrum* $I(\omega)$ van de *stroom* erdoor als

$$I(\omega) = q(0)\int_0^\infty \lambda(t)\exp(\gamma(t) - j\omega t)dt\,. \tag{70}$$

We controleren deze uitdrukkingen voor een tijd-invariant circuit. Met $s(t) = C^{-1}$ en $g(t) = R^{-1}$ is $\lambda(t) = -(RC)^{-1} = \lambda$, zodat $\gamma(t) = \lambda t$. Hiermee leveren de integralen in (69) en (70) respectievelijk

$$U(\omega) = \frac{-Rq(0)\lambda}{(j\omega - \lambda)} \quad \text{en} \quad I(\omega) = \frac{q(0)\lambda}{(j\omega - \lambda)}\,, \tag{71}$$

waarbij is aangenomen dat de RC-combinatie *stabiel* is, dus $\lambda < 0$. Met (71) volgt dat de frequentiespectra $U(\omega)$ en $I(\omega)$ beide *geheel* worden bepaald door een enkele *pool* voor $j\omega = \lambda$ in het complexe $j\omega$-vlak. Bovendien valt de pool samen met de eigenfrequentie λ.

We keren terug naar de tijdvariante opzet, en proberen de integralen (69) en (70) toe te werken naar de uitkomsten (71). Met de substitutie (vergelijk (66))

$$dt = (\lambda(t) - j\omega)^{-1}d(\gamma(t) - j\omega t) \tag{72}$$

kan de integraal in (70) worden herschreven als

$$I(\omega) = q(0)\int_0^\infty \frac{\lambda(t)}{(\lambda(t) - j\omega)}d\exp(\gamma(t) - j\omega t)\,, \tag{73}$$

die na uitwerken overgaat in

$$I(\omega) = \frac{q(0)\lambda(0)}{(j\omega - \lambda(0))} + \\ + q(0)\int_0^\infty \frac{j\omega\dot{\lambda}(t)}{(\lambda(t) - j\omega)^2}\exp(\gamma(t) - j\omega t)dt\,, \tag{74}$$

terwijl voor (69) een soortgelijke uitkomst wordt gevonden. Hierbij is steeds ondersteld dat 1. $\lambda(t)$ is begrensd voor $t \to \infty$ en 2. $t^{-1}\gamma(t) < 0$ voor $t \to \infty$. M.a.w., het RC-circuit is *stabiel* en wordt gekenmerkt door een *negatieve Lyapunov-exponent* μ. Deze is gedefinieerd als [10]

$$\mu = \lim_{t\to\infty} t^{-1}\ln|x(t)|\,, \tag{75}$$

waarin $x(t)$ naar keuze staat voor $u(t)$ of $i(t)$. Onder de staande aanname dat $\lambda(t)$ begrensd is voor $t \to \infty$, kan de stabiliteitsvoorwaarde $\mu < 0$ volgens (67) en (68) ook genoteerd worden als [11]

$$\lim_{t\to\infty} t^{-1}\int_0^t \lambda(\tau)d\tau < 0\,, \tag{76}$$

waarvan duidelijk valt af te lezen dat naast negatieve, óók *positieve* waarden van $\lambda(t)$ zijn toegestaan, mits op den duur de *gemiddelde* waarde van $\lambda(t)$ negatief uitvalt.
Nogmaals toepassen van de substitutie (72), maar nu op de integraal in (74) geeft

$$I(\omega) = \frac{q(0)\lambda(0)}{(j\omega - \lambda(0))} + \frac{q(0)\dot{\lambda}(0)j\omega}{(j\omega - \lambda(0))^3} + \\ + q(0)\int_0^\infty f(t,\omega)\exp(\gamma(t) - j\omega t)dt\,, \quad (77)$$

waarin $f(t,\omega) = j\omega(\ddot{\lambda}(j\omega-\lambda)+3\dot{\lambda}^2)(j\omega-\lambda)^{-4}$. Deze procedure kan onbeperkt worden doorgezet, resulterend in een reeks die het frequentiespectrum steeds beter benadert. Voor *hoge frequenties* wordt samen met de stelling van Riemann-Lebesgue van (77) afgelezen

$$I(\omega) = \frac{q(0)\lambda(0)}{(j\omega - \lambda(0))} + \mathcal{O}(\omega^{-2}) \text{ voor } \omega \to \infty\,, \quad (78)$$

terwijl analoog wordt gevonden

$$U(\omega) = -\frac{R(0)q(0)\lambda(0)}{(j\omega - \lambda(0))} + \mathcal{O}(\omega^{-2}) \text{ voor } \omega \to \infty\,, \quad (79)$$

waarin $R(0) = (g(0))^{-1}$ en $\mathcal{O}$ het orde symbool van Landau voorstelt. Merk nog op dat(78) en (79) in overeenstemming zijn met de stelling van Abel, die zegt dat voor $\omega \to \infty$

$$i(0) = j\omega I(\omega) \quad \text{en} \quad u(0) = j\omega U(\omega)\,. \quad (80)$$

Met (78) en (79) verwerven we het inzicht dat het *hoogfrequentspectrum* van een *tijdvariant* RC-circuit wordt gedomineerd door een enkele *pool* voor $j\omega = \lambda(0)$ in het complexe $j\omega$-vlak. Anders dan bij het tijd-invariante RC-circuit, valt deze pool *niet* langer samen met de eigenfrequentie $\lambda(t)$, terwijl bovendien $\lambda(0) > 0$ kan zijn en toch is voldaan aan de stabiliteitsvoorwaarde!
Indien $\dot{\lambda}(t) = 0$ vinden we nog uit (74)

$$I(\omega) = \frac{q(0)\lambda(0)}{(j\omega - \lambda(0))}\,, \quad (81)$$

terwijl tevens blijkt

$$U(\omega) = -\frac{R(0)q(0)\lambda(0)}{(j\omega - \lambda(0))}\,. \quad (82)$$

Daar de voorwaarde $\dot{\lambda}(t) \simeq 0$ betrekking heeft op een zogenaamd *langzaam variërend* ('slowly-varying') RC-circuit [11], concluderen we dat het frequentiespectrum van zo'n circuit, net als bij de tijd-invariante tegenvoeter, *geheel* wordt bepaald door een enkele *pool* voor $j\omega = \lambda(0)$. Maar anders dan in het tijd-invariante geval, is het langzaam variërende RC-circuit zelfs stabiel als $\lambda(0) > 0$, mits $\lambda(t)$ blijft voldoen aan (76).
Tenslotte wordt opgemerkt dat een tijdvariante RL-combinatie tot identieke conclusies leidt. Immers, op grond van het dualiteitsbeginsel komen de stroom i, de spanning u, de magnetische flux ϕ, de inductantie L en de conductantie G op de plaats van respectievelijk u, i, q, C en R [5].

9.Conclusies

Na een gestroomlijnde behandeling van gegeneraliseerde functies en hun Fouriergetransformeerden, lieten we zien dat de standaardformule voor het frequentiespectrum van een enkele capaciteit als stroomintegrator geen algemene geldigheid heeft. De uitdrukking die daarvoor in de plaats is afgeleid, werd getoetst aan de hand van rekenvoorbeelden.
Daarna werd stapsgewijs overgegaan naar tijdvariant systeemgedrag. Worden voor lineaire tijd-invariante circuits lineaire algebraïsche vergelijkingen in het frequentie-domein gevonden, nu resulteren lineaire integraalvergelijkingen. De oplossingen ervan liggen niet binnen handbereik.
Een directe aanpak in het tijd-domein biedt meer perspectief. De daar gevonden oplossing van een lineaire tijdvariante differentiaalvergelijking m.b.t. een tijdvariante RC-combinatie werd geïnterpreteerd als een enkele trillingsmodus. Deze wordt gekenmerkt door een tijdvariërende amplitude en een eveneens tijdvariërende eigenfrequentie. De modus is alléén satabiel, als zijn Lyapunov-exponent negatief is.
De baan die de eigenfrequentie in het complexe vlak als functie van de tijd beschrijft, karakteriseert het gehele frequentiespectrum van de modus. Het beginpunt van de baan komt overeen met een hoogfrequent pool, terwijl de gemiddelde waarde langs de baan uitsluitsel geeft over de stabiliteit.
Op grond van de lineariteit resulteert voor lineaire tijdvariante circuits van grotere complexiteit een lineaire combinatie van afzonderlijke trillingsmodi. Derhalve worden zulke circuits gekarakteriseerd door meerdere eigenfrequenties en evenzoveel hoogfrequent polen. Dit is een mogelijke verklaringsgrond voor de gevonden numerieke uitkomsten in [12].
Als bij tijd-invariante circuits, volgen de nu tijdvariërende eigenfrequenties uit een karakteristieke vergelijking. Maar in plaats van een algebraische vergelijking, wordt nu een zogenaamde Riccati differentiaalvergelijking gevonden [11, 13]. Dit is ook de reden dat de Riccati-vergelijking een sleutelrol speelt in de theorie van lineaire systemen. Oplossingsstrategieën voor deze vergelijking zijn derhalve zeer gewenst [13, 14, 15]. Wèl is duidelijk dat de eigenfrequenties niet langer complex geconjugeerd behoeven te zijn [8, 16].

Referenties

[1] P. van der Wurf, *Over condensator-impedanties en andere ongerijmdheden*, Tijdschr. Ned. Elektronica- en Radiogenootschap, deel 64, nr.2(1999), blz. 82-83.

[2] F.L. Neerhoff, P. van der Kloet, A. van Staveren, C.J.M. Verhoeven, *Nonlinear Electronics: a linear time-varying circuit approach*, accepted for publ. in Proceedings ProRisk'99, Mierlo(1999).

[3] M.J. Lighthill, *Introduction to Fourier analysis and generalised functions*, Cambridge Press(1970).

[4] D.S. Jones, *Generalised functions*, McGraw-Hill(1966).

[5] F.L. Neerhoff, *Elektrische Circuits; model, structuur en dynamica*, deel 1, tweede druk, DUP, Delft(1996).

[6] A. Papoulis, *The Fourier integral and its applications*, McGraw-Hill(1962).

[7] C.A. Desoer, E.S. Kuh, *Basic circuit theory*, McGraw-Hill(1969).

[8] P. van der Kloet, F.L. Neerhoff, *On eigenvalues and poles for second order linear time-varying systems*, Proceedings NDES'97, Moskow(1997), pp. 300-305.

[9] M.Y. Wu, *On the stability of linear time-varying systems*, Internat. Journ. of Systems Science, Vol.15(2)(1984), pp. 137-150.

[10] L.Ya. Adrianova, *Introduction to linear systems of differential equations*, Am. Math. Soc.(1995).

[11] P. van der Kloet, F.L. Neerhoff, *Behaviour of dynamic eigenpairs in slowly-varying systems*, Proceedings NDES'99, Ronne, Denmark(1999), pp. 9-12.

[12] E. Kleihorst, *Frequency domain analysis for nonlinear electronic circuits*, Proefschrift, TU-Delft(1994).

[13] P. van der Kloet, F.C. Kuystermans, F.L. Neerhoff, A. van Staveren, C.J.M. Verhoeven, *A note on dynamic eigenvalues and slowly-varying systems*, Proceedings X. Int.Symp. on Theoretical Elecr. Eng., Magdeburg, Germany(1999), pp. 141-144.

[14] P. van der Kloet, F.L. Neerhoff, *Iteration schemes for the modal solutions of linear time-varying systems*, Proceedings NDES'99, Ronne, Denmark(1999), pp. 25-28.

[15] P. van der Kloet, F.L. Neerhoff, *Diagonalization algorithms for linear time-varying systems*, accepted for publ. in Internat. Journ. of Systems Science.

[16] E.W.Kamen, *The poles and zeros of a linear time-varying system*, Lin. Algebra and its Appl., Vol. 98(1988), pp. 263-289.

Vernieuwing van het Tijdschrift van het NERG:
De varkenscyclus van het NERG duurt 34 jaar

door Bart Smolders
Redactie Tijdschrift van het NERG.

Iedereen binnen het NERG is het er wel over eens dat het stoffige en oubollige imago van het NERG opgepoetst moet worden. Het NERG bestuur heeft deze noodzaak ook duidelijk aangegeven bij monde van de huidige voorzitter Wim van Etten, die in een interview stelde dat: 'Het NERG professioneler moet gaan werken wil het overleven' [1]. Een belangrijk onderdeel van het NERG is het Tijdschrift dat een soort van visitekaartje is naar buiten toe. De redactie van het Tijdschrift is dan ook een aantal jaren geleden al begonnen met de opwaardering van het Tijdschrift, o.a. door de introductie van een nieuwe kleurenomslag en door de verbetering van de drukkwaliteit. Legt U maar eens een exemplaar van voor 1997 naast het huidige Tijdschrift, dan ziet U wat ik bedoel. We zijn er dan ook best trots op. Maar we moeten niet te vroeg juichen: we zijn er namelijk nog lang niet. Het Tijdschrift zal de komende jaren verder verbeterd moeten worden, zowel de inhoud als mede de verschijningsvorm. Vandaar dat het NERG momenteel in onderhandeling is met een professionele uitgever die veel ervaring heeft met het uitgeven van technische bladen op allerlei niveaus.

Aardig is nu om de huidige ontwikkeling in het NERG in een historisch perspectief te plaatsen. Alhoewel ik tot de generatie jonge leden van het NERG behoor en er dus veel NERG leden zijn die dit waarschijnlijk beter kunnen dan ik, wil ik hier toch een poging wagen om in het NERG verleden te kijken. Aanvullingen en verbeteringen zijn welkom op het redactieadres.
Bij het doorzoeken van enkele oude archieven van dr. M.E.J. Jeuken las ik toevallig een exemplaar van het NERG Tijdschrift uit 1966 [2]. Met name het stukje "Ten Geleide" trok mijn aandacht, omdat het ook nu weer van toepassing is. In figuur 1 is het voorwoord van de redactie van het eerste nummer van 1966 afgedrukt. Uit dit voorwoord blijkt duidelijk dat men ook toen al te maken had met een teruglopende belangstelling binnen het NERG. Het aantal NERG leden bedroeg destijds ongeveer 600. Om aan de dalende belangstelling wat te doen had men toen een aantal ambitieuze plannen bedacht voor het Tijdschrift. Ten eerste wilde men het Tijdschrift 12 keer per jaar laten verschijnen. Dat was behoorlijk gewaagd, omdat men bij het verschijnen van het eerste nummer van 1966 nog een aantal achterstallige exemplaren van 1965 af te werken had. Toch verschijnen er in 1966 inderdaad 12 exemplaren. Het tweede voornemen was om de actualiteit te vergroten, o.a. door het opnemen van samenvattingen van werkvergaderingen.
Ter vergelijking: in de afgelopen jaren en ook dit jaar verschijnen er vijf nummers van het Tijdschrift. In ruim 30 jaar zijn we dus teruggegaan van 12 nummers naar 5. Op welk moment dit precies is gebeurd is mij niet duidelijk, maar het zal wel een geleidelijk proces geweest zijn.

De vraag is of we ook nu weer dezelfde fout gaan maken als in de jaren zestig met de nu ingezette vernieuwing van het Tijdschrift. De redactie denkt van niet. Probleem bij een organisatie als het NERG is dat vrijwel alle activiteiten door vrijwilligers uitgevoerd worden. Dit betekent dat de kwaliteit en kwantiteit gezien over een groot aantal jaren niet altijd constant kan zijn, omdat de meeste mensen af en toe toch andere prioriteiten hebben, bijvoorbeeld bij hun eigen werkgever. Om dit probleem te vermijden is er in het bestuur gekozen om te onderzoeken of we met een professionele uitgever in zee kunnen gaan. De redactie is er van overtuigd dat dit een goede weg is om in te slaan. De redactie krijgt hierdoor namelijk veel meer tijd om zich bezig te houden met de ècht belangrijke zaken die de kwaliteit en de waardering van het Tijdschrift bepalen, namelijk het verwerven van goede en bovenal gevarieerde artikelen. Bovendien willen we het Tijdschrift gaan aanvullen met een aantal rubrieken, zoals bijvoorbeeld interviews, samenvattingen van themabijeenkomsten en opinies over actuele onderwerpen. Verder zullen er speciale themanummers komen. Overigens zijn we met een aantal van deze zaken in de afgelopen twee jaar al voorzichtig begonnen. In tegenstelling tot de redactie van 1966 hebben we niet de ambitie om ook al meteen 12 nummers per jaar te gaan uitbrengen. Ook volgend jaar zullen er vijf nummers verschijnen. Wellicht dat we dit in de toekomst verder kunnen opvoeren.

Tijdschrift van het

Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

DEEL 31 Nr. 1 1966

Voorwoord van het bestuur — NERG

In de 30 voorgaande jaargangen van dit Tijdschrift kon worden voorzien in een door vele leden hooggehouden behoefte. Deze positieve uitspraak, als basis van het verleden en richtsnoer voor de toekomst, was een der zelfgekozen uitgangspunten van een recent geïnstalleerde en inmiddels weer ontbonden ad-hoc "tijdschriftcommissie", die overigens open oog had voor de nuances in waardering van de wetenschappelijke verslaggeving en actuele berichtgeving.

De leden danken het gebodene, behalve aan hen, die bijdragen leverden, aan slechts weinig hoofdredacteuren, die geheel of overwegend belangeloos het Genootschap dienden: H. Wesselius Oncken (1920-1951), Ir. H. T. Hylkema (1952-1959), Ir. L. Krul (1960-1965). Daarnaast aan enkele stille werkers, die plegen te glimlachen om pogingen hun prestaties naar moderne zakelijke maatstaven te beoordelen. Nu de meest karakteristieke vertegenwoordiger van dit groepje, Dr. E. Oosterhuis (79), tenslotte het besluit genomen heeft zijn taak te beëindigen past ons oprechte dank voor zijn toewijding en trouw.

Toen voor de zojuist afgetreden hoofdredacteur het ogenblik voor beëindiging van zijn taak in zicht kwam, gelukte het de meest passende vorm te vinden hem de erkentelijkheid van het Genootschap te betuigen, n.l. door hem middels de tijdschriftcommissie grote invloed te verschaffen op de toekomstige inhoud en gedaante van het Tijdschrift.

Het bestuur was aansluitend aangenaam verrast Ir. Th. J. Weijers, die het Genootschap voorheen al aanzienlijk aan zich verplichtte, zonder noemenswaardige aarzeling bereid te vinden als opvolger de door de commissie aanbevolen, lichtelijk gewijzigde koers van de toekomst te varen. Hij zal daarin worden bijgestaan door een in aantal en bevoegdheden versterkt team van redacteuren: Prof. Ir. J. W. Alexander, Ir. A, P. Bolle, Ir. E. Goldbohm, Dr. F. L. Stumpers.

Met deze ervaringen voelt het bestuur zich zeer gerust omtrent de toekomstige waarde en betekenis van het Tijdschrift voor de leden.

Figuur 1

Samenvattend zouden we wellicht kunnen concluderen dat de "varkenscyclus" bij het NERG ongeveer 34 jaar duurt. Belangrijker dan deze constatering is echter dat we vaststellen dat we moeten proberen om de komende jaren het NERG echt te verfrissen, zodat we de bestaande NERG-leden kunnen blijven interesseren en tevens meer jonge leden kunnen aantrekken. De inzet van alle NERG leden is hierbij welkom. De redactie van het Tijdschrift nodigt alle NERG-leden daarom uit om ideeën en bijdragen te leveren voor een verdere verbetering van het Tijdschrift. Uw reacties zijn welkom op het redactieadres of per E-mail (Smolders@nfra.nl).

Referenties

[1] Interview met Prof. dr. Wim van Etten, Tijdschrift van het NERG, Jaargang 63, nr. 4, 1998.

[2] "Ten Geleide", voorwoord van de Redactie, Tijdschrift van het NERG, Jaargang 31, nr. 1, 1966.

IN MEMORIAM PROF. IR. O.W. MEMELINK



Op 10 september 1999 overleed Prof.Ir. O.W. Memelink in de ouderdom van 72 jaar.
Oscar Memelink was van 15 december 1965 tot 1 juli 1985 hoogleraar Vastestof Elektronica aan de faculteit Elektrotechniek van de Universiteit Twente. Vanaf 1977 was hij lid van ons Genootschap en hij bekleedde het voorzitterschap in de periode 1987-1990.

Toen Oscar Memelink, na een periode als onderzoeker aan het Philips Natuurkundig Laboratorium werkzaam te zijn geweest, als hoogleraar aan de toenmalige Technische Hogeschool Twente begon, behoorde hij tot de weinigen in Europa die voorzagen welk een enorme ontwikkeling de micro-elektronica door zou maken en dat micro-elektronica onderwijs en onderzoek aan de universiteit mogelijk en noodzakelijk was.
Hij slaagde erin een bloeiende groep tot stand te brengen. In het laboratorium waar hij met zijn medewerkers de eerste Metaal Oxide Silicium (MOS) Transistoren aan de UT maakte werd de basis gelegd van het technologie onderzoek dat nu op grote schaal in het MESA+ laboratorium uitgevoerd wordt.

Memelink was een groot voorstander van samenwerking. Hij bracht veel en intensieve contacten met vakgenoten in de industrie en universiteiten in Nederland en Europa tot stand. Zo richtte hij een universitair netwerk (SUB) op, waarin docenten hun ervaringen op het gebied van het onderwijs in de halfgeleiderelektronica uitwisselden.
Hij was een goed en zeer gewaardeerd docent die moeilijke zaken helder en eenvoudig kon uitleggen. Ook hechtte hij grote waarde aan het bevorderen van creativiteit bij de studenten. Hiertoe liet hij studenten graag, al of niet in groepsverband, aan opdrachten werken, waarbij de vraagstelling geenszins op reproduceren van bekende structuren was gericht.
Memelink was een echte leermeester. Hij wilde graag zoveel mogelijk mensen van zijn ideeën laten meegenieten en hen deelgenoot maken van zijn gedachtegoed.

Als lid en bestuurslid van het NERG heeft Memelink zich volop ingezet voor het verwezenlijken van de doelstellingen van ons Genootschap. Bij gelegenheid van het 67-jarig bestaan van de vereniging, in 1987, beschreef hij in het Het Tijdschrift zijn visie op het NERG: een vereniging zonder paraplu, een Genootschap dat haar waarde bewijst door haar bescheiden omvang, en dat met weinig middelen de verspreiding van de kennis van ons vakgebied weet te bevorderen.

Bij allen die hem gekend hebben zal Oscar Memelink in herinnering blijven als een zeer beminnelijk persoon met grote belangstelling voor de medemens. Zijn medewerkers van weleer hebben een inspirerend leermeester en dierbare vriend verloren.
Ons medeleven gaat vooral uit naar zijn vrouw, kinderen en kleinkinderen, die een zorgzame echtgenoot, ervaren adviseur en fantasierijke verteller moeten missen.

Hans Wallinga en Paul Regtien, Faculteit Elektrotechniek, Universiteit Twente

UIT HET NERG

LEDENMUTATIES

Nieuwe leden:

G.M. Beumer	Calsslaan 52-103	7522 MG	Enschede
R. Brunsting	Calsslaan 11-109	7522 MH	Enschede
B.R.M. Buul	Oldenzaalsestraat 308	7523 AH	Enschede
T. Engels	Callslaan 36-31	7522 HD	Enschede
A.J. Febre	Rembrandtlaan 51	7545 ZG	Enschede
J.H. Ganzevles	M. van Veenlaan 238	7543 AL	Enschede
F.B. Grundlehner	Calsslaan 52-103	7522 MG	Enschede
W.Ch. Hopman	v.d.Capellenstraat 3	7514 AW	Enschede
V.M. Joosen	Molenstraat 88	7514 DL	Enschede
S. van der Linden	Noorstraat 56	7521 HB	Enschede
S.M. louwsma	Compuslaan 69-107	7522 NK	Enschede
A. Meijerink	Waalstraat 174	7523 RM	Enschede
S.A. Ozinga	Zutphenseweg 78	7211 ED	Effde
G.J. schrijen	Calsslaan 30309	7522 MH	Enschede
Ir. J. Verpoorte	Stellingwerf 4	8302 LG	Emmeloord

Nieuwe adressen van leden:

Ir. M.J. Arts	De Grutto 32	7905BC	Hoogeveen
Ir. J.H. van den Boorn	Duinlaan 117	5691 EJ	Son
Ir. J.A.M. de Brouwer	Meijelseweg 73	5725 RG	Heusden
Prof.dr.ir. G. Brussaard	Hendrik v Herenthalslaan 11		Lieshout
H.B. van Dijk	Lindenlaan 23	9603 DC	Hoogezand
Ir. H.J.F.G. Govaerts	Catamaranstraat 1	5017 LJ	Tilburg
Drs.ir. S.M. Gresnigt	Hogeveenseweg 14A		
A. de Jong	Noordsingel 42	2262 CK	Leidschendam
Ir. J.H.A. de Rijk	Onderwijsboulevard 48	5223 DG	den Bosch
Ir. B.J.C. Souren	van Dedemweg 5	6861 BZ	Oosterbeek
Ir. J. Tangenberg	Bovenmaat 33	7772 JG	Hardenberg
Ir. A.T. van Zanten	Azalealaan 30	8200	Brugge Belgium

Hogeschool van Utrecht / PTOpleidingen

PTOpleidingen verzorgt al jaren post HBO-cursussen voor de Faculteit Natuur en Techniek van de Hogeschool van Utrecht. Op het vakgebied Telecommunicatie wordt de opleidingen-cyclus "TOEGEPASTE TELECOMMUNICATIE" gegeven. De ontwikkelingen op het vakgebied Telecommunicatie verlopen stormachtig. Daarom wordt de telecommunicatieopleiding voortdurend geëvalueerd en aangepast aan de laatste ontwikkelingen. De opleiding "TOEGEPASTE TELECOMMUNICATIE" 1999-2000 bestaat uit een cyclus van een viertal onderdelen.

1. Techniek in Telecommunicatie
2. Communicatie-architectuur modellen, Standaards en Protocollen.
3. Netwerkbeheer
4. Prestatieanalyse

De cyclus is bestemd voor:
- Ontwikkelaars van draadgebonden- en draadloze communicatie systemen
- Technisch commerciële medewerkers betrokken bij de specificatie van telecommunicatie projecten
- Communicatiespecialisten betrokken bij de realisatie van telecommunicatieprojecten.

De cyclus is gestart in september 1999 met het deel Techniek in Telecommunicatie, de delen 2, 3 en 4 worden in het voorjaar 2000 gehouden.

Een beknopte omschrijving van de inhoud van de delen 2, 3 en 4:
Communicatie-architectuurmodellen, standaards en protocollen:
- TCP/IP en OSI referentiemodel.
- Communicatie gerichte lagen:
  Datalink protocollen, adresresolutie, netwerkprotocollen, routeringsprincipes, end to end besturing.
- Applicatie gerichte lagen:
  Diensten, toepassingen, protocollen, berichtencodering, management.
- Mobiele systemen:
  Protocol-architectuur, GSM diensten, identiteiten, besturingsfuncties, DECT, ERMES en TETRA.

Netwerkbeheer:
- Strategisch / tactisch beheer.
  Beheermodellen, beheerdiensten, beheerdomeinen, toepassingsspecifieke aspecten.
- Operationeel beheer.
  Beheer randapparatuur, bekabelingbeheer, beheertools, frequentiebeheer, prestatiebeheer, calamiteitenplan.

Prestatieanalyse:
- Kansberekening, systeemmodellen.
- Analyse pakketgeschakelde systemen.
- Analyse circuitgeschakelde systemen.
- Beschikbaar- en betrouwbaarheid.

Algemene informatie:
Cursusleiding ir. Maarten J. Veen. E-mail M.Veen@ptgroep.nl Telefoon 030-238 88 88 Telefax 030-238 88 89.
De delen van de opleiding kunnen afzonderlijk worden gevolgd en geven na een met goed resultaat afgelegd tentamen recht op een deelcertificaat. Vier certificaten kunnen worden ingewisseld voor een erkend Post HBO diploma.
Lesplaats: Zalencentrum HvU Tiberdreef 8, bij het NS station Utrecht-Overvecht , met ruim voldoende parkeerruimte.

Communicatie-architectuurmodellen, standaards en protocollen:
Omvang ca 55 lesuren. Dag en tijd: maandag, 16.00-21.15 uur. Startdatum: maandag 17 januari 2000.

Prestatieanalyse:
Omvang ca. 15 lesuren. Dag en tijd: woensdag, 18.00-20.30 uur. Startdatum: woensdag 19 januari 2000.

Netwerkbeheer:
Omvang: ca. 30 lesuren. Dag en tijd: maandag 18.00-21.15 uur. Startdatum: maandag 17 april 2000.

Informatie over aanmelding:
Secretariaat PTOpleidingen: Telefoon 030-238 88 88 Telefax 030-238 88 89 E-mail: info@ptgroep.nl

Cursus aankondigingen

- SENTER/EG-LIAISON, UNIVERSITEIT TWENTE, SCIENCE ALLIANCE

Management van technologische innovatie.
30 november 1999 – 25 januari 2000.
6 bijeenkomsten op dinsdag van 16.30 – 21.00 uur.

Contactadres: Science Alliance,
Koninginnegracht 22, 2514 AB Den Haag
tel: 070 358 80 60 fax: 070 358 44 75
e-mail: info@science-alliance.nl

- DE SENIOREN AKADEMIE GRONINGEN EN DRENTHE

(RU-Groningen) organiseert een cursus *'Geschiedenis der Natuurwetenschappen. Capita selecta Electriciteit-Magnetisme-Electromagnetisme 1600-1925'.*
De cursus markeert de 200ste verjaardag van de uitvinding van de 'zuil' (=3D batterij) door Alessandro Volta. Zij beoogt een overzicht te geven van de theoretische, experimentele en technologische ontwikkeling op natuur-wetenschappelijk terrein, vanaf het verschijnen van de verhandeling 'De magnete' van William Gilbert (1600) t/m het vierde Solvay-congres (1924).
Het accent ligt op electriciteit en magnetisme en hun 'unificatie' in het electromagnetisme. Bijzondere aandacht wordt besteed aan de gebruikte opstellingen en apparatuur en de latere toepassingen daarvan.
De cursus bestaat uit hoor- en werkcolleges aan de hand van een geïllustreerde syllabus met oorspronkelijke teksten (inclusief vertaling) van coryfeeën als Gilbert, Descartes, Franklin, Coulomb, Volta, Ampère, Faraday, Maxwell en Lorentz.
Docent: Dr. H.H. Kubbinga (Groningen, Luik).
Tijd: de donderdagen 27 januari t/m 6 april 2000 (10 x 4 uur).
Plaats: RU-Groningen.
Kosten: *f* 350 (exclusief syllabus).
Inlichtingen (folder + inschrijvingsformulier): tel.050-3636597 of 0591-647878.
Uiterste inschrijfdatum: 13 januari 2000.

Contactadres: Dr. Henk Kubbinga
University of Groningen, Faculty of Philosophy
A-weg 30, 9718 CW Groningen
Tel: ..-31.50.3636161 (private: ..-31.50.5735609)
Fax: ..-31.50.3636160
E-mail: H.H.Kubbinga@philos.rug.nl

- TOPTECH STUDIES TU DELFT

Starting for the 12th time in January 2000: postgraduate programme 'Master of Business Telecommunications'
website: www.toptech.tudelft.nl

Conferenties

ICT DELFT BUSINESS MEETING:
Meet young researchers and their projects
9 december 1999, Aula TU Delft.
Contactadres:
TU Delft, ICT Delft
Mrs. C. Boers
tel: 015 278 62 34 fax: 015 262 32 71
e-mail: c.boers@dimes.tudelft.nl

nederlands elektronica- en radiogenootschap

Correspondentie-adres: Postbus 39, 2260 AA Leidschendam.
Gironummer 94746 t.n.v. Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

Het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap (NERG) is een wetenschappelijke vereniging, welke zich ten doel stelt de kennis en het wetenschappelijk onderzoek op het gebied van de elektronica, signaalbewerking, communicatie- en informatietechnologie te bevorderen, en de verbreiding en toepassing van die kennis te stimuleren.
(Internet WWW-site: www.nerg.nl)

BESTUUR

prof.dr.ir. W.C. van Etten, voorzitter
ir.W. van der Bijl, vice-voorzitter
dr. M.J.C. van den Homberg, secretaris
ir. O.B.P. Rikkert de Koe, penningmeester
prof.dr.ir. A.P.M. Zwamborn, programma-manager
dr.ir.W.M.C. Dolmans
dr.ir. G.J.M. Janssen
G. van der Schouw, voorzitter Onderwijscommissie
dr.ir. A.B. Smolders, tijdschrift-manager

LIDMAATSCHAP

Voor lidmaatschap wende men zich via het correspondentieadres tot de secretaris. Het lidmaatschap van het NERG staat open voor hen, die aan een universiteit of hogeschool zijn afgestudeerd en die door hun kennis en ervaring bij kunnen dragen aan het genootschap. De contributie wordt geheven per kalenderjaar en is inclusief abonnement op het Tijdschrift van het NERG en deelname aan vergaderingen, lezingen en excursies.

De jaarlijkse contributie bedraagt voor gewone leden *f* 75,- en voor studentleden *f* 39,-. Bij automatische incasso wordt *f* 3,- korting verleend.

Gevorderde 1e fase studenten en 2e fase studenten aan een technische universiteit komen in aanmerking voor het student lidmaatschap en kunnen daartoe contact opnemen met de contactpersoon op hun universiteit.

In bepaalde gevallen kunnen ook andere leden, na overleg met de penningmeester, voor een gereduceerde contributie in aanmerking komen. De contributie is inclusief abonnement op het Tijdschrift van het NERG en deelname aan vergaderingen, lezingen en excursies.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt gemiddeld vijf maal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en de telecommunicatie. Auteurs, die publicatie van hun artikel in het tijdschrift overwegen, wordt verzocht vroegtijdig contact op te nemen met de hoofdredacteur of een lid van de Tijdschriftcommissie.

Toestemming tot overnemen van artikelen of delen daarvan kan uitsluitend worden gegeven door de redactiecommissie. Alle rechten worden voorbehouden.

Het jaarabonnement van het tijdschrift bedraagt *f* 75,-

TIJDSCHRIFTCOMMISSIE

Dr.ir. A.B. Smolders, voorzitter .
Adres: ASTRON, Postbus 2, 7990 AA Dwingeloo.
Tel. 0521 595100 E-mail: Smolders@nfra.nl

Ing. A.A. Spanjersberg, hoofdredacteur E-mail: aaspan@wxs.nl

Ir. G.W. Kant, ASTRON, Dwingeloo. E-mail: kant@nfra.nl

Ir. H.J. Visser, TNO-FEL, 's Gravenhage E-mail: visser@fel.tno.nl

ISSN 03743853
Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap